LEHRBRIEFE FÜR DAS HOCHSCHULFERNSTUDIUM

Herausgegeben
von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium
des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

1. LEHRBRIEF

II. AUSGABE

VERSTÄRKERBAUELEMENTE UND VERSTÄRKERGRUNDSCHALTUNGEN OHNE GEGENKOPPLUNG

(BILANZIERTE SELBSTSTUDIENZEIT: 30 h)

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

9 492II/1

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

1. Lehrbrief

II. AUSGABE

Verstärkerbauelemente und
Verstärkergrundschaltungen
ohne Gegenkopplung
(Bilanzierte Selbststudienzeit: 30 h)

Verfaßt
von Dr.-Ing. habil. Walter N o w a k
Dozent an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden
und Dr.-Ing. Jürgen N ä s e r
Oberassistent und Lehrbeauftragter
an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · 1976

Das druckfertige Manuskript wurde an der
Technischen Universität Dresden hergestellt.

VT-Bestell-Nr. 9 492II/1 · Auflage 1500 Expl. · Veröffentlicht unter Ag 628/22/76 DDR · Verfaßt für die Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Herausgegeben im Auftrag des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen der Deutschen Demokratischen Republik von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Verlag: VEB Verlag Technik, Berlin · Im Offsetdruck hergestellt von dem (52) Nationalen Druckhaus Berlin, VOB National

INHALTSVERZEICHNIS

Seite

0. Übersicht 3
0.1 Bemerkungen zur Lehrbrief-Reihe 3
0.2 Gegenstand der Schaltungstechnik 4
0.3 Arbeitsmethoden 5
0.4 Entwicklungstendenzen 6

1. Verstärkerbauelemente 7
1.1 Bipolartransistor 7
1.1.1 Qualitative Vorbetrachtungen 7
1.1.1.1 Strom-Spannungskennlinien (Kennlinienfelder) 8
1.1.1.2 Arbeitspunkt 9
1.1.1.3 Strom- und Spannungsverstärkung 12
1.1.2 Mathematische Beschreibung der linearen Verstärkereigenschaften 13
1.1.2.1 Taylor-Entwicklung für NF-Kleinsignalbetrieb 13
1.1.2.2 h-Parameter 15
1.1.2.3 Quantitative Angaben 18
1.1.3 Ersatzschaltung 23
1.1.4 Diskussion der Spannungsrückwirkung 23
1.2 Feldeffekttransistoren (FET) und Röhren 26
1.2.1 FET-Kennlinien 26
1.2.2 Kleinsignal-Parameter und Ersatzschaltung 31
1.2.3 Röhren 33
1.3 Rückführung von FET und Röhre auf den Bipolartransistor 34

2. Verfahren zur Schaltungsberechnung 35

3. Verstärkergrundschaltungen ohne Gegenkopplung 40
3.1 Emitterschaltung 40
3.1.1 Verstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand 40
3.1.2 Abhängigkeit von r_{BE} und v vom Arbeitspunkt 41
3.1.3 Aussteuerbarkeit des Ausgangskennlinienfeldes 45
3.2 Quellenschaltung und Kathodenbasisschaltung 48

3.3 Basisschaltung, Torbasisschaltung und Gitterbasisschaltung 49

3.3.1 Verstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand der Basisschaltung 50

3.3.2 Verstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand der Gitterbasisschaltung und der Torbasisschaltung 51

4. Der Operationsverstärker als verallgemeinertes Verstärkerelement 52

4.1 Idealer und realer Operationsverstärker, Definitionen und Ersatzschaltung 53

4.2 Einfache Verstärkerstufe als Operationsverstärker . 58

Literaturverzeichnis 61

0. Übersicht

0.1. Bemerkungen zur Lehrbriefreihe

Die Herausgabe dieser Lehrbrief- Reihe wurde notwendig, weil in der DDR im Gegensatz zum Ausland, z.B. zur Sowjetunion,/2/,/3/, keine modernen Lehrbücher über die analoge Schaltungstechnik zur Verfügung stehen. Lediglich in der Reihe Automatisierungstechnik sind einige Hefte erschienen, die Teilgebiete behandeln, /4/, /5/, /6/. Die bisherigen Lehrbriefe /7/ genügen nicht mehr den modernen Anforderungen (Erscheinungstermin 1962-1967). Für verschiedene Teilgebiete (z.B. Operationsverstärker) gilt das auch bereits für das Lehrbuch /8/.

Ein neues Lehrbuch /9/, das 1974 erschienen ist, überdeckt sich nur wenig mit dieser Lbf.-Reihe, da dort stärker theoretische Grundlagen und weniger schaltungstechnische und praktische Probleme betont werden.

Das Lehrziel dieser Reihe besteht in der Vermittlung von Fähigkeiten und Fertigkeiten zur Anwendung der grundlegenden Prinzipien der Analogschaltungstechnik, zur Berechnung der als Bausteine aufgefaßten Grundschaltungen und zur Entwicklung und Dimensionierung komplexer Schaltungen auf der Grundlage der vermittelten Methoden und der bereitgestellten Grundschaltungen.

Die Lehrmethode trägt den modernen Entwicklungstendenzen der Schaltungstechnik Rechnung und ist auf eine enge Verbindung zur modernen technischen Praxis, eine einfache, anschauliche Betrachtungsweise und auf die Herausarbeitung von Systematisierungs- und Querschnittsaspekten orientiert.

Die im Text enthaltenen Aufgaben (bezeichnet durch A Seitenzahl/ lfd. Nr. auf der Seite) sollen die aktive Beschäftigung mit dem Lehrstoff fördern und eine Selbstkontrolle ermöglichen. Sie sind so gewählt und eingeordnet, daß sie vom Studierenden mit den bis dahin gewonnenen Erkenntnissen selbstständig gelöst werden können. Die Lösung (bezeichnet durch L Seitenzahl/lfd. Nr. auf der Seite) ist dabei zunächst abzudecken!

Bei der Formel- und Bildkennzeichnung gibt die 1. Zahl die Seitenzahl und die 2. Zahl die lfd. Nr. auf dieser Seite an.

Die für das Selbststudium bilanzierten Zeiten sind in Min. zu jedem Abschnitt angegeben.

0.2. Gegenstand der Schaltungstechnik

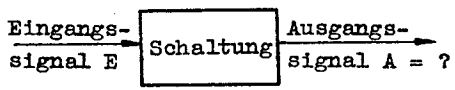
Der Gegenstand der Schaltungstechnik ist die Realisierung der geforderten Systemfunktionen mit Hilfe der verfügbaren aktiven und passiven Bauelemente. Sinnvoll ist die Unterteilung nach a n a l o g e n Schaltungen (seltener auch als lineare Schaltungen bezeichnet) und d i g i t a l e n Schaltungen.

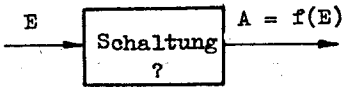
	analoge Schaltungen	digitale Schaltungen
Signaldarstellung	meist stetige Zeitfunktionen x(t) werden durch u(t) proportional abgebildet	diskrete (quantisierte) Funktionswerte werden durch Impulsfolgen verschlüsselt
geforderte Funktionen	Verstärkung Umwandlung (z.B. Modulation) Verarbeitung (z.B. Analog-Rechentechn.) Schwingungserzeugung	logische Verknüpfungen Speicherung Ver- und Entschlüsselung
Nebenbedingung	extrem kleine Verzerrungen	laufende Regeneration der Pegelwerte
Erfüllung der Nebenbedingung durch	Nutzung möglichst linearer Kennlinienbereiche, bevorzugt Anwendung hinreichend kleiner Signalamplituden, Gegenkopplungen	Nutzung der Kennlinienkrümmung für Pegelregen. durch Begrenzung und f. bistabile Rückkopplungsschaltungen; für die Signalamplitude ist daher eine Mindestgröße nötig.
hauptsächliche Berechnungsweise	die kleinen Signalamplituden gestatten näherungsweise eine Linearisierung; lin. Kleinsignalverhalten steht im Vordergrund	für die Umschaltvorgänge zwischen den Endwerten ist die Untersuchung des Großsignal- Schaltverhaltens erforderlich

Die Lbf.-Reihe "Elektronische Schaltungen" beschränkt sich auf die analoge Schaltungstechnik. Im Direktstudium und bei bestimmten Fachrichtungen des Fernstudiums schließt sich eine Lehrveranstaltung "Digitale Schaltungen" an.

0.3. Arbeitsmethoden

Die Arbeitsmethoden der Schaltungstechnik bestehen in der Schaltungsanalyse und - synthese (Bild 5/1a,b).





Gesucht: A = f(E, Schaltung)	Gesucht: Schaltung, die A = f(E) realisiert

Bild 5/1a Schaltungsanalyse — Bild 5/1b Schaltungssynthese

Die Schaltungsanalyse ist in der in Tafel 5/1 gezeigten Weise unterteilbar.

S c h a l t u n g s a n a l y s e				
statische A.	dynamische A. im Frequenzbereich		dynamische A. im Zeitbereich	
	linear	nicht-linear	linear	nicht-linear
Bestimmung des Arbeitspunktes in analogen Schaltungen bzw. der Endpegel in digitalen Schaltungen	z.B. für Verstärker	z.B. für Modulatoren u. Gleich-richter	z.B.für analoge Impuls-schaltungen	insbesondere für digitale Schal-tungen

Tafel 5/1

Die s t a t i s c h e Analyse dient bei analogen Schaltungen zur Bestimmung des Arbeitspunktes, d.h. zur Bestimmung der ohne Signalaussteuerung anliegenden Gleichströme und Gleichspannun - gen.Sie kann mit einfachen Hilfsmitteln (z.B. Widerstandsgerade) an Hand der Kennlinien erfolgen.

Die lineare dynamische Analyse im Frequenzbereich, d.h. die Bestimmung des Kleinsignalübertragungsverhaltens, kann mit Hilfe der Kleinsignalparameter der Bauelemente ebenfalls noch sehr einfach erfolgen. Sie wird im folgenden einen breiten Raum einnehmen.

Die nichtlineare Analyse im Frequenzbereich ist mit Hilfe von Reihenentwicklungen näherungsweise durchführbar.

Das lineare Verhalten im Zeitbereich ist durch Umrechnung aus dem Frequenzbereich mit Hilfe der Laplace- Transformation zu gewinnen.

Die nichtlineare Analyse im Zeitbereich soll der Lehrveranstaltung "Digitale Schaltungen " vorbehalten bleiben.

Die Analyse komplexer Schaltungen erfolgt nach Möglichkeit auf dem Wege der Zerlegung in einfachere Grundschaltungen mit bekannten Eigenschaften.

Das Syntheseproblem für aktive Schaltungen ist im Gegensatz zu dem für passive und insbesondere verlustlose Schaltungen noch nicht streng gelöst.
Praktisch erfolgt die Synthese komplexer Schaltungen aus einem Vorrat bekannter Grundschaltungen, deren Eigenschaften durch die Analyse gewonnen wurden.
Bei besonderen Anforderungen kann durch wiederholte Anwendung eines Analyseprogrammes auf dem Rechner die schrittweise Optimierung der Schaltungsparameter erfolgen und so eine Annäherung an die gesuchte Schaltung erreicht werden.

0.4. Entwicklungstendenzen

Die Entwicklung der Schaltungstechnik ist gekennzeichnet durch das Vordringen der integrierten Schaltungen (IS), einen steigenden Integrationsgrad der IS und eine steigende Komplexität der Gesamtschaltungen.
Technische Vorteile der IS sind die Steigerung der Zuverlässigkeit, der Arbeitsgeschwindigkeit und der Packungsdichte. Nachteilig sind Einschränkungen bezüglich der Realisierbarkeit von Induktivitäten, größeren Kapazitäten, Z- Dioden und Tunneldioden.
Ökonomisch bieten die IS Vorteile, wenn der Einsatz entsprechender Stückzahlen pro Type gesichert ist.

Hierfür bestehen zwei unabdingbare Forderungen:

1. Die Entwicklung universell einsetzbarer Standardschaltkreise. Das wichtigste Beispiel hierfür ist in der Analogtechnik der Operationsverstärker, bei dem die spezielle Funktion durch äußere Beschaltung mit passiven Bauelementen festgelegt wird.

2. Der Ausbau der internationalen Kooperation und Spezialisierung. Ein hervorragendes Beispiel hierfür ist die planvolle und immer weiter gehende Arbeitsteilung für die logischen Schaltkreise im Rahmen des ESER = Einheitliches System der Elektronischen Rechentechnik der Staaten des RGW.

Eine weitere Konsequenz des Vordringens der IS ist eine Unterteilung der Schaltungstechnik auf die innerhalb der IS, die immer mehr in das Aufgabengebiet des Bauelementeherstellers übergeht und auf die Be- und Zusammenschaltung der IS, die voll beim Gerätehersteller bleibt.

Als letztes sei noch die aus der steigenden Komplexität der IS und der Gesamtschaltungen resultierenden Notwendigkeit des immer breiteren Einsatzes rechnergestützter Methoden beim Entwurf, dem Layout und der Verdrahtung sowohl der IS als auch der Leiterplatten genannt. Hierauf wird in dieser Lehrbrief- Reihe jedoch nicht eingegangen.

1. Verstärkerbauelemente

1.1. Bipolartransistor

1.1.1. Qualitative Vorbetrachtungen

Für alle folgenden Betrachtungen werden npn- Transistoren vorausgesetzt, ausgenommen sind nur die komplementären Schaltungen für die npn- und pnp- Transistoren benötigt werden.
Die für npn- Transistoren gewonnenen Ergebnisse sind direkt auf

pnp- Transistoren übertragbar, wobei lediglich die Umpolung aller Gleichströme und -spannungen zu beachten ist.
Je nach dem, welcher der 3 Transistoranschlüsse für den Eingang und Ausgang g e m e i n s a m benutzt wird, unterscheidet man

Emitterschaltung	(ES)
Basisschaltung	(BS)
Kollektorschaltung	(KS).

Die Emitterschaltung (Bild 10/1a) spielt in der Schaltungstechnik eine dominierende Rolle, deshalb werden Transistordaten und -kennlinien vorrangig für diese Schaltung angegeben. Auch im folgenden wird grundsätzlich von den Daten der ES ausgegangen.

1.1.1.1. Strom- Spannungskennlinien (Kennlinienfelder) [30]

Die allgemeinen Strom- Spannungskennlinien können aus /1 / entnommen werden. Für die Wiedergabe der Kennlinien ist die Vierquadrantendarstellung nach Bild 9/1 verbreitet, obwohl bereits 2 Quadranten, z.B. der I. und III. , alle notwendigen Informationen enthalten. Die Vierquadrantendarstellung ist auf die bequeme Entnahme der h- Parameter bei NF zugeschnitten (siehe Abschnitt 1.1.2.2).

Quadrant I stellt das Ausgangskennlinienfeld dar, d.h. die nichtlineare Abhängigkeit des Ausgangsstromes I_C von der Ausgangsspannung U_{CE} und dem Steuerstrom I_B als Parameter.

Quadrant II zeigt die Stromübertragungskennlinie. Da die Abhängigkeit von der Ausgangsspannung U_{CE} sehr klein ist, wird meist nur eine Kennlinie angegeben.

Quadrant III zeigt die nichtlinearen Eingangskannlinien, auch hier ist der Einfluß von U_{CE} relativ gering.

Quadrant IV zeigt die Spannungsrückwirkungskennlinien.

Die Kurven des Quadranten II sind aus denen des Quadranten I und umgekehrt konstruierbar: wählt man ein festes U_{CE}, so lassen sich mit den Wertepaaren aus Quadrant I die Punkte für eine Kurve in Quadrant II finden, wählt man ein festes I_B , dann ist die

umgekehrte Umzeichnung bei Vorliegen einer ausreichenden Kurvenschar im Quadrant I möglich.
Die analoge Überführbarkeit gilt für die Quadranten III und IV.

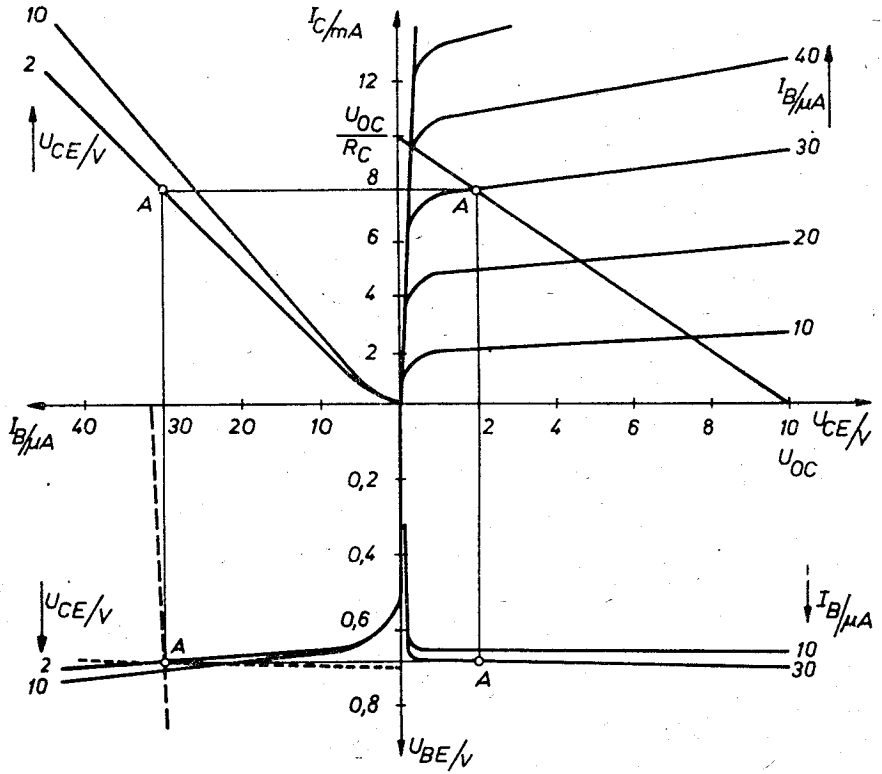


Bild 9/1 Strom- Spannungskennlinien eines npn- Transistors in Emitterschaltung

1.1.1.2. Arbeitspunkt

75

Für den Betrieb als aktives Bauelement muß der Transistor mit den notwendigen Gleichspannungen und -strömen versorgt werden.

Bei der Vorzeichenfestlegung nach Bild 10/1a sind I_C und I_B positiv, I_E negativ
Durch eine bestimmte Wahl der Gleichgrößen ist in allen 4 Quadranten ein definierter Arbeitspunkt A gegeben.
Zur Arbeitspunkteinstellung werden in der Regel Widerstände benutzt (Bild 10/1b).

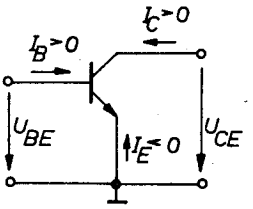


Bild 10/1a Transistor in ES

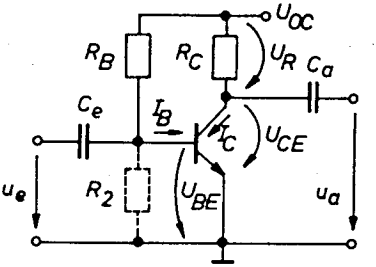


Bild 10/1b ES mit Widerständen zur Arbeitspunkteinstellung

Bezeichnet man die Spannung über dem sog. "Arbeitswiderstand" R_C mit U_R, dann gilt nach Bild 10/1b die Maschengleichung

$$U_{CE} + U_R = U_{OC} \qquad (10/1)$$

sodaß

$$U_{CE} = U_{OC} - I_C R_C \qquad (10/2)$$

gilt.
Die Gleichung (10/2) stellt im Ausgangskennlinienfeld eine Gerade dar, die die U_{CE}- Achse bei U_{OC} und die I_C- Achse bei U_{OC}/R_C schneidet.
Diese "Widerstandsgerade" oder auch "Arbeitsgerade" ist in Bild 9/1 eingezeichnet.

> Die Widerstandsgerade ist die 1. Ortsbestimmung des Arbeitspunktes im Ausgangskennlinienfeld.
> Die 2. Ortsbestimmung erfolgt durch Festlegung von I_B auf der Eingangskennlinie.

Es ist üblich, die Basis von der gleichen Betriebsspannung U_{OC}

zu versorgen und zwar im allgemeinsten Fall über den Spannungsteiler R_B , R_2 (Bild 10/1 b).
Dieser Spannungsteiler ist gemäß Bild 11/1 durch eine Ersatzspannungsquelle mit der

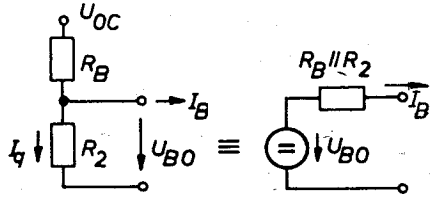


Bild 11/1

Leerlaufspannung $U_{BO} = \frac{U_{OC} R_2}{R_2 + R_B}$ (11/1)

und dem

Innenwiderstand $R_G = R_B \| R_2$ (11/2)

äquivalent zu beschreiben.

Es läßt sich auch im III. Quadranten eine Widerstandsgerade durch die Punkte $U_{BE} = U_{BO}$ und $I_B = U_{BO} / R_B \| R_2$ zeichnen. Da die Kurven des III. Quadranten nahezu zu einer zusammenfallen, ist I_B mit praktisch ausreichender Genauigkeit festgelegt, ohne daß Iterationen zwischen Ein- und Ausgangskennlinienfeld erforderlich werden.

Interessant sind folgende Spezialfälle:

(1.) $R_2 = \infty$, Speisung nur über den Basisvorwiderstand R_B

Es gilt analog zu Gl. (10/2)

$$I_B R_B = U_{OC} - U_{BE} .$$

Da in der Praxis meist $U_{OC} \gg U_{BE}$ gilt, folgt näherungsweise

$$I_B \approx U_{OC} / R_B = \text{konst} \qquad (11/3)$$

Es liegt näherungsweise "Konstantstromeinspeisung" oder kurz "Stromeinspeisung" vor. Die Widerstandsgerade liegt näherungsweise parallel zur U_{BE}-Achse, sie ist in Bild 9/1 mit eingezeichnet (-----).

(2.) $I_B \ll I_q$, Speisung durch unbelasteten Spannungsteiler.

Dann gilt

$$U_{BE} \approx U_{BO} = U_{OC} \frac{R_2}{R_2 + R_B} \qquad (11/4)$$

Es liegt näherungsweise "Konstantspannungseinspeisung" oder kurz "Spannungseinspeisung" vor. Die Widerstandsgerade ist nahezu parallel zur I_B- Achse, sie ist in Bild 9/1 eingezeichnet. (-------)

Aufgabe 12/1: (A 12/1) [15]

Für einen Transistor mit den Kennlinien nach Bild 9/1 soll $I_C = 2$ mA und $U_{CE} = 2$ V gelten. Der Basisstrom wird durch einen Vorwiderstand R_B eingestellt, die gemeinsame Betriebsspannung ist $U_{OC} = 12$ V. Wie groß sind R_C und R_B zu wählen ?

Lösung 12/1 : (L 12/1)

Es ist $R_C = \frac{U_R}{I_C} = \frac{U_{OC} - U_{CE}}{I_C} = 5\ k\Omega$.

Durch Eintragen des Arbeitspunktes (I_C, U_{CE}) entweder im I. oder II. Quadranten findet man $I_B = 10\ \mu A$, für dieses I_B und für $U_{CE} = 2$ V entnimmt man dem III. Quadranten $U_{BE} \approx 0{,}65$ V. Dann ist

$$R_B = \frac{U_{OC} - U_{BE}}{I_B} = 1{,}135\ M\Omega .$$

1.1.1.3. Strom- und Spannungsverstärkung [15]

In der Emitterschaltung ist I_B der Eingangs- und I_C der Ausgangsstrom. Bekanntlich sind beim Bipolartransistor Emitter- und Kollektorstrom im aktiven normalen Betriebsbereich einander proportional, ($I_C = A\ I_E$, typischer Wert $A \approx 0{,}99$).
Für die Stromverstärkung der Emitterschaltung im aktiven, normalen Betrieb ergibt sich daher

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{A\ I_E}{(1 - A)\ I_E} = \frac{A}{(1 - A)} = B \approx 100 . \quad (12/1)$$

Im Gegensatz zur Basisschaltung ist eine beträchtliche Stromverstärkung vorhanden:

Der große Kollektorstrom läßt sich durch den kleinen Basisstrom proportional steuern !

Diese Vorstellung ist für die Schaltungstechnik sehr nützlich !

Zur Erzielung einer Spannungsverstärkung kann eine kleine Wechselspannung u_e über einen Koppelkondensator C_e (siehe Bild 10/1) an die Basis gelegt werden. Sie bewirkt über die Eingangskennlinie einen Basiswechselstrom, der zu einem verstärkten Kollektorwechselstrom und damit am Arbeitswiderstand zu einer Ausgangswechselspannung u_a führt, die über einen Koppelkondensator C_a abgenommen werden kann.
In Bild 13/1 ist die Wirkungskette für die Strom- und Spannungsverstärkung anschaulich dargestellt.

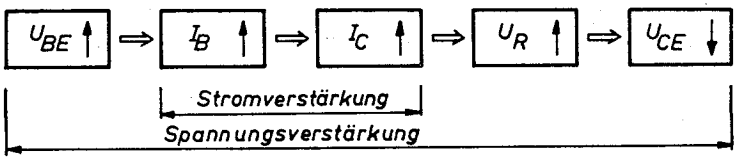


Bild 13/1 Wirkungskette für Strom- und Spannungsverstärkung

1.1.2. Mathematische Beschreibung der linearen Verstärkereigenschaften

1.1.2.1. Taylor- Entwicklung für NF- Kleinsignalbetrieb [90]

Je nach der gewünschten Vierpolbeschreibung des Transistors sind aus den in Bild 13/2 angegebenen vier Kleinsignal- Klemmenströmen und - spannungen zwei als die unabhängigen Veränderlichen auszuwählen

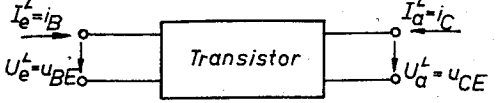


Bild 13/2 Vierpoldarstellung des Transistors in Emitterschaltung

Die Hybrid- und die Leitwertgleichungen des Transistors lauten dann:

$$U_e^{\prime} = h_{11e}I_e^{\prime} + h_{12e}U_a^{\prime} \qquad I_a^{\prime} = h_{21e}I_e^{\prime} + h_{22e}U_a^{\prime} \qquad (13/1)$$

$$I_e^{\prime} = y_{11e}U_e^{\prime} + y_{12e}U_a^{\prime} \qquad I_a^{\prime} = y_{21e}U_e^{\prime} + y_{22e}U_a^{\prime} \qquad (13/2)$$

Beim Bipolartransistor ist nun der Eingangsstrom I_e und nicht die Eingangsspannung U_e die unmittelbar wirkende Steuergröße und die Ausgangsspannung U_a die über den Early- Effekt unmittelbar wirkende Rückwirkungsgröße. Deshalb wird für den Bipolartransistor die Hybriddarstellung, zumindest bei niedrigen Frequenzen, bevorzugt, und wir formulieren für die Emitterschaltung

$$\begin{aligned} I_C &= f_1 \left(I_B , U_{CE} \right) \\ U_{BE} &= f_2 \left(I_B , U_{CE} \right) . \end{aligned} \qquad (14/1)$$

Die Gl. (14/1) sind stetige Funktionen zweier Veränderlicher x,y, für die in jedem beliebigen Punkt $A(x_A, y_A)$ eine Taylorentwicklung durchgeführt werden kann:

$$f(x,y) = f(x_A,y_A) + \frac{\partial f}{\partial x}\Delta x + \frac{\partial f}{\partial y}\Delta y + \frac{1}{2!}\left[\frac{\partial^2 f}{\partial x^2}\Delta x^2 + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2}\Delta y^2 + 2\frac{\partial^2 f}{\partial x\,\partial y}\Delta x\,\Delta y\right] + \ldots \qquad (14/2)$$

Hierbei ist

$$\begin{aligned} x &= x_A + \Delta x \\ y &= y_A + \Delta y \\ f &= f(x_A, y_A) + \Delta f = f_A + \Delta f , \end{aligned}$$

und alle Ableitungen sind im Punkt A zu nehmen.
In den Gl. (14/1) bestehen die Ströme und Spannungen aus einem Gleichwert (Wert im Arbeitspunkt, Index A) und den überlagerten Signalgrößen, z.B. gilt

$$I_C = I_{CA} + \Delta I_C . \qquad (14/3)$$

Entwickelt man die Gl. (14/1) im Arbeitspunkt A in Taylor-Reihen, so erhält man analog zu (14/2)

$$\begin{aligned} I_C = I_{CA} + \Delta I_C &= I_{CA} + \frac{\partial I_C}{\partial I_B}\bigg|_{U_{CEA}} \cdot \Delta I_B + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}\bigg|_{I_{BA}} \cdot \Delta U_{CE} + \ldots \\ U_{BE} = U_{BEA} + \Delta U_{BE} &= U_{BEA} + \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B}\bigg|_{U_{CEA}} \cdot \Delta I_B + \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}}\bigg|_{I_{BA}} \cdot \Delta U_{CE} + \ldots \end{aligned} \qquad (14/4)$$

Auch hier und im folgenden sind alle Ableitungen im Arbeitspunkt A zu nehmen. Die bei der Ableitung konstant bleibende Größe ist

als Index angeschrieben. Die Gleichgrößen I_{CA} und U_{BEA} sind nach Einstellung des Arbeitspunktes nicht mehr von Interesse. Durch ihre Subtraktion auf beiden Seiten der Gln. (14/4) verbleiben Gleichungen für die Signalgrößen ΔI_C und ΔU_{BE}.
In den Gleichungen (14/4) wurden die in (14/2) noch enthaltenen Glieder höherer Ordnung bereits nicht mehr berücksichtigt. Diese Vernachlässigung der höheren Glieder heißt "Linearisierung" des Gleichungssystems. Sie entspricht dem Ersatz der gekrümmten Kennlinien durch die Tangente im Arbeitspunkt. Die Linearisierung ist bei hinreichend kleinen Signalgrößen zulässig. Wie noch gezeigt werden wird, ergibt sich als Grenze z.B. $\Delta U_{BE} \ll U_T$.

Das lineare oder Kleinsignalverhalten der aktiven Bauelemente spielt in der analogen Schaltungstechnik eine dominierende Rolle.

Die kleinen Strom- bzw. Spannungsänderungen ΔI bzw. ΔU in (14/4) sind die Kleinsignalgrößen (Wechselgrößen), die man als zeitvariable Größen mit kleinen Buchstaben oder als komplexe Zeiger $U^{\perp}$, $I^{\perp}$ schreiben kann.

$$\Delta I_C = I_C^{\perp} \qquad \text{oder} \qquad \Delta I_C = i_C \qquad (15/1)$$

Zusammenfassend erhält man als Ergebnis des Linearisierungsansatzes die Gleichungen für die Signalgrößen

$$\begin{aligned} i_C &= \left.\frac{\partial I_C}{\partial I_B}\right|_{U_{CEA}} \cdot i_B + \left.\frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}\right|_{I_{BA}} \cdot u_{CE} \quad , \\ u_{BE} &= \left.\frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B}\right|_{U_{CEA}} \cdot i_B + \left.\frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}}\right|_{I_{BA}} \cdot u_{CE} \quad . \end{aligned} \qquad (15/2)$$

1.1.2.2. h- Parameter

90

Ein Vergleich zwischen den Gleichungen (13/1) und (15/2) liefert die Elemente der h- Matrix der Emitterschaltung

$$h_{11e} = \left.\frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B}\right|_{U_{CEA}}, \qquad h_{12e} = \left.\frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}}\right|_{I_{BA}},$$

$$h_{21e} = \left.\frac{\partial I_C}{\partial I_B}\right|_{U_{CEA}}, \qquad h_{22e} = \left.\frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}\right|_{I_{BA}}. \qquad (16/1)$$

Bild 16/1 zeigt das gemessene Kennlinienfeld eines Transistors SF 123 in der bekannten Darstellung, der 4. Quadrant ist wenig interessant und deshalb weggelassen worden.

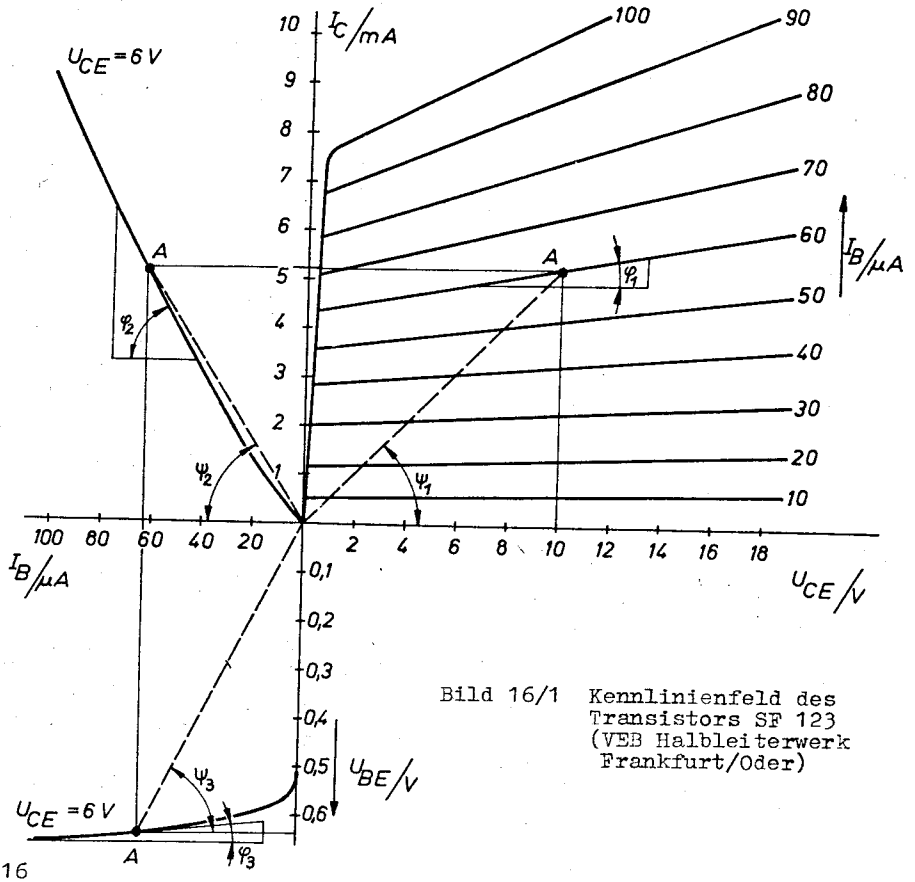


Bild 16/1 Kennlinienfeld des Transistors SF 123 (VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder)

Im Unterschied zum Gleichstromeingangswiderstand zwischen Basis und Emitter

$$R_{BE} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \tan \varphi_3 ,$$

der in Bild 16/1 mit eingezeichnet ist, ist h_{11e} der differentielle Eingangswiderstand (genauer Kurzschlußeingangswiderstand, da $u_{CE} = 0$) für hinreichend klein vorausgesetzte Signalamplituden

$$h_{11e} = \left.\frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B}\right|_{U_{CEA}} = \tan \varphi_3 = \left.\frac{u_{BE}}{i_B}\right|_{u_{CE}=0} = r_{BE} \quad . \quad (17/1)$$

r_{BE} ist wesentlich kleiner als R_{BE}, da $\varphi_3 < \psi_3$.
Der differentielle Ausgangswiderstand (Leerlaufausgangswiderstand, da $i_B = 0$)

$$\frac{1}{h_{22e}} = \left.\frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C}\right|_{I_{BA}} = \cot \varphi_1 = \left.\frac{u_{CE}}{i_C}\right|_{i_B=0} = r_{CE} \quad (17/2)$$

ist dagegen sehr viel größer als der Gleichstromausgangswiderstand R_{CE}, für den gilt

$$R_{CE} = \frac{U_{CE}}{I_C} = \cot \psi_1 \quad . \quad (17/3)$$

Der Quotient

$$h_{21e} = \left.\frac{\partial I_C}{\partial I_B}\right|_{U_{CEA}} = \tan \varphi_2 = \left.\frac{i_C}{i_B}\right|_{u_{CE}=0} = b \quad (17/4)$$

ist der Kleinsignalstromverstärkungsfaktor (genauer Kleinsignalkurzschlußstromverstärkungsfaktor). Er unterscheidet sich nicht wesentlich von dem Gleichstromverstärkungsfaktor

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \tan \psi_2 \quad , \quad (17/5)$$

da die Kennlinien im II. Quadranten nahezu linear verlaufen.
Für die Leerlaufspannungsrückwirkung oder kurz Spannungsrückwirkung , die in Bild 16/1 nicht mit dargestellt ist, gilt

$$h_{12e} = \left.\frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}}\right|_{I_{BA}} = \left.\frac{u_{BE}}{u_{CE}}\right|_{i_B=0} = \nu \quad . \quad (17/6)$$

In der Literatur werden beide Bezeichnungen

$$h_{11e} \; , \; h_{12e} \; , \; h_{21e} \; , \; h_{22e}$$

oder r_{BE} , ν , b , $1/r_{CE}$ benutzt. Im folgenden soll vorwiegend die letztgenannte Schreibweise Verwendung finden.

A 18/1: [30] Man gebe für den in Bild 16/1 eingezeichneten Arbeitspunkt die Zahlenwerte für R_{CE} , B , R_{BE} , r_{CE} , b , r_{BE} an.

L 18/1: $R_{CE} \approx 1{,}9\ k\Omega$, $B \approx 87$, $R_{BE} \approx 10\ k\Omega$
$r_{CE} \approx 10\ k\Omega$, $b \approx 100$, $r_{BE} \approx 0{,}6\ k\Omega$

1.1.2.3. Quantitative Angaben

[180]

Hier sollen theoretische und empirische Angaben über die h- Parameter zusammengestellt werden, um eine Vorstellung von ihrer Größe und Abhängigkeit zu vermitteln. Einige Ergebnisse werden aus / 1/ übernommen. Wegen der Richtungsfestlegung für die Ströme nach Bild 10/1a ergeben sich im Unterschied zu / 1/ h_{21e} , h_{22e}, h_{22b} und χ_α positiv, h_{21b} negativ ($h_{21b} = -a$).

S t r o m v e r s t ä r k u n g

Für die Kleinsignalstromverstärkung in ES ergibt sich analog zu Gl.(12/1)

$$h_{21e} = b = \frac{a}{1 - a} \; . \qquad (18/1)$$

b liegt ebenso wie die Gleichstromverstärkung B bei den modernen Si- Epitaxie-Planartransistoren zwischen 100 und einigen Hundert. B und b sind innerhalb eines Transistortyps starken Schwankungen unterworfen. Daher wird eine Unterteilung in Stromverstärkungsklassen vorgenommen, die durch zusätzliche, der Transistor- Typenbezeichnung nachgestellte Buchstaben A, B, ..F charakterisiert werden. In integrierten Schaltkreisen werden Transistoren mit möglichst kleinen Chipflächen benutzt. Wegen der relativ größeren Rolle der Randeffekte sind die Stromverstärkungen kleiner ($B < 100$).

Eine hohe Stromverstärkung ist für Transistoranwendungen grundsätzlich günstig. Jedoch sind Werte von 50...100 in den meisten Schaltungen völlig ausreichend, eine weitere Vergrößerung von B spielt im allgemeinen keine entscheidende Rolle mehr.
Ist der Emitterstrom klein, so wird er vorwiegend durch den Rekombinations-Generationsstrom der Emittersperrschicht geliefert, so daß der Emitterwirkungsgrad γ_N und damit A und a gegenüber ≈ 1 abfallen. Dadurch werden B und b bei kleinen Strömen wesentlich erniedrigt (vgl. Bilder 9/1 und 16/1).

E i n g a n g s w i d e r s t a n d

Der Strom der Emitter- Basis- Diode gehorcht, wenn man die inverse Stromverstärkung A_I vernachlässigt, der bekannten Funktion

$$I_E = I_{ES}(\exp\frac{U_{BE}}{U_T} - 1) \approx I_{EBO}(\exp\frac{U_{BE}}{U_T} - 1) \quad . \quad (19/1)$$

Im Durchlaßfall $U_{BE} > 0$ ist die 1 vernachlässigbar.

I_{EBO} ist der Emitterreststrom, der im Falle $I_C = 0$ auftritt. I_{EBO} und I_E sind gemäß Bild 10/1a negativ. Es gilt für Si- Transistoren $\boxed{I_{EBO} = -\ (\ 0{,}01\ \ldots\ 1\ )\ nA}$.

Der Anteil (1 - A). für den laut Gl. 12/1 $(1 - A) \approx 1/B$ gilt, gelangt zur Basis, so daß mit ausreichender Genauigkeit gesetzt werden kann

$$I_B = \frac{(-I_{EBO})}{B} \cdot \exp\frac{U_{BE}}{U_T} \quad . \quad (19/2)$$

Es ergibt sich also auch für den Basisstrom in dem breiten Strombereich, in dem I_{EBO}/B konstant ist, eine Exponentialkennlinie.
In Bild 20/1 ist eine gemessene I_B- U_{BE} - Kennlinie in halblogarithmischem Maßstab dargestellt.
Diese Kurve verifiziert die exponentielle Abhängigkeit und gestattet die empirische Bestimmung der für die folgenden Untersuchungen wichtigen Temperaturspannung U_T.
Der theoretische Wert für Raumtemperatur $T_R = 300\ ^oK$ ist bekanntlich

$$U_T = k\ T_R\ /e = 26\ mV \quad (19/3)$$

Vor allem bei den modernen Silizium-Planartransistoren treten Abweichungen von dem durch Gl. (19/1) und (19/3) gegebenen Verhalten auf. Es handelt sich im Bereich $|I_E| < (1 \ldots 100)\ \mu A$ um zusätzliche Rekombinationseffekte und Oberflächeneffekte und im Bereich $|I_E| > 1$ mA um Stromverdrängungseffekte, die durch interne Basis-Bahnwiderstände hervorgerufen werden und die auch örtliche Sperrschichttemperatur-Erhöhungen zur Folge haben.
Diese Effekte erfordern, daß entweder U_T mit einem Faktor n versehen wird, wobei $1 < n < 2$, oder daß an Stelle von Gl. (19/3) ein stromabhängiges, vergrößertes U_T eingeführt wird. Für schaltungstechnische Betrachtungen kann man im Bereich $0{,}01\ \text{mA} \lessapprox |I_E| \lessapprox$ einige mA mit einem mittleren U_T rechnen von

$$\boxed{U_T = (30 \ldots 40)\ \text{mV}} \quad . \qquad (20/1)$$

Das bestätigt auch die in Bild 20/1 in halblogarithmischem Maßstab dargestellte Eingangskennlinie eines SF 123.

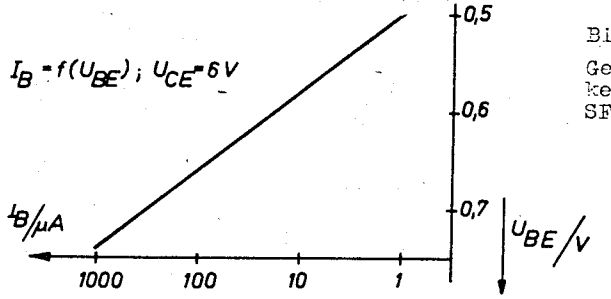


Bild 20/1
Gemessene Eingangskennlinie eines SF 123

A 20/1: Man berechne aus zwei Wertepaaren der Kurve Bild 20/1 die Temperaturspannung U_T.

L 20/1: Einsetzen in Gl. (19/2) für zwei Punkte sowie Division und Logarithmierung liefern

$$U_T = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{\ln(I_{B1}/I_{B2})} \quad .$$

Mit z.B. $I_{B1} = 1000\ \mu A$, $I_{B2} = 1\ \mu A$, $U_{BE1} = 0{,}75$ V und $U_{BE2} = 0{,}5$ V folgt $U_T \approx 35$ mV.

Aus Gl. (19/2) errechnet man für $(I_{EBO}/\ B) = \text{konst}$

$$\frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} = \frac{1}{U_T} \cdot \frac{(-I_{EBO})}{B} \exp \frac{U_{BE}}{U_T} \approx \frac{I_B}{U_T}$$

so daß nach Gl. (12/1) und (17/1) gilt

$$r_{BE} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{B\ U_T}{(-I_E)} \approx \frac{B\ U_T}{I_C} \quad . \qquad (21/1)$$

Der Eingangswiderstand r_{BE} ist innerhalb der praktischen Toleranzen für U_T ausschließlich durch I_B bzw. I_C bestimmt!

Mit dem sog. Emitterdiffusionswiderstand $r_{de} = \frac{U_T}{-I_E}$ folgt

$$r_{BE} = B\ r_{de} \quad . \qquad (21/2)$$

Streng genommen ist r_{BE} nur der Eingangswiderstand des „inneren" Transistors $r_{B'E}$, zu dem noch der Basisbahnwiderstand zwischen aktiver Basiszone B' und äußerem Basisanschluß B hinzukommt. Bei kleinen und mittleren Strömen gilt jedoch

$$r_{B'B} \ll r_{B'E} \approx r_{BE} \quad .$$

Der Basisbahnwiderstand $r_{B'B}$ erlangt im Zusammenhang mit der Emitterdiffusionskapazität erst bei hohen Frequenzen Bedeutung.

Ausgangswiderstand

Die folgenden Formeln von Transistorparametern und ihre Unrechnung für die ES werden ohne Ableitung wiedergegeben, da für den Schaltungstechniker nur die Endergebnisse interessant sind. Mit dem Ausgangsleitwert der Basisschaltung nach /1 /

$$h_{22b} \approx \frac{\mu_e}{r_{de}} \chi_\alpha \qquad (21/3)$$

und der Umrechnungsbeziehung für die ES, z.B. nach /4/,

$$h_{22e} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}} = \frac{h_{22b}}{1 - a} \approx b\, h_{22b} \,,$$

folgt für den Ausgangswiderstand der Emitterschaltung

$$r_{CE} = \frac{1}{h_{22e}} \approx \frac{r_{de}}{b\, \mu_e\, \chi_a} \qquad \text{oder auch mit Gl.(21/2)}$$

$$r_{CE} \approx \frac{r_{BE}}{B\, b\, \mu_e\, \chi_a} \approx \frac{r_{BE}}{b^2\, \mu_e\, \chi_a} \,. \qquad (22/1)$$

Dabei sind: $\chi_a = d_B \frac{\partial A}{\partial d_B}$ relative Änderung der Stromverstärkung A mit der Basisweite d_B
Größenordnung: $\chi_a \approx 10^{-2}$

$\mu_e = h_{12b}$ Early- Faktor
Größenordnung: $\mu_e \approx 10^{-3} \ldots 10^{-4}$

Beide Parameter sind arbeitspunktabhängig. Mit den Richtwerten für b folgt aus Gl. (22/1) die Abschätzung

$$\boxed{r_{CE} = (1 \ldots 100)\, r_{BE}} \,,$$

$$\boxed{\text{Für die Praxis gilt häufig } r_{CE} = (10 \ldots 30)\, r_{BE}.} \qquad (22/2)$$

Ein hoher Wert für r_{CE} ist günstig. In vielen Schaltungen spielt r_{CE} wegen parallel liegender kleinerer Widerstände jedoch keine wesentliche Rolle (Siehe auch Abschnitt 1.1.4).

Spannungsrückwirkung

Für die Berechnung von $h_{12e} = \nu$ aus den Parametern der Basisschaltung folgt

$$\nu = \frac{h_{11b}\, h_{22b}}{1 + h_{21b}} - h_{12b} \,.$$

Mit Gl. (21/3) und den Beziehungen

$$h_{11b} = r_{de} \quad ; \quad (1 + h_{21b}) \approx 1/b \quad ; \quad h_{12b} = \mu_e$$

ergibt sich für ν eine Differenz etwa gleich großer Zahlen

$$\nu \approx \mu_e \; (\chi_\alpha b - 1) \; . \qquad (23/1)$$

In /4/ wird für ein Beispiel $\nu = 0{,}53\,\mu_e$ ermittelt, woraus sich ein Wert $\chi_\alpha b = 1{,}53$ ergibt, auch $\chi_\alpha b \approx 2$ wird genannt.

Typische Werte für die Spannungsrückwirkung ν liegen in der Größenordnung 10^{-4} .

Wegen ihrer geringen Größe wird die Spannungsrückwirkung oft vernachlässigt.

1.1.3. Ersatzschaltung

30

Faßt man die Erkenntnisse der Abschnitte 1.1.2.1 und 1.1.2.2 zusammen, so erhält man die Hybridgleichungen der Emitterschaltung in der Form

$$\begin{aligned} u_{BE} &= r_{BE}\, i_B + \nu\, u_{CE} \\ i_C &= b\, i_B + \frac{1}{r_{CE}} u_{CE} \end{aligned} \qquad (23/2)$$

Stellt man die 1. Gleichung, die eine Masche beschreibt und die 2. Gleichung, die einem Stromknoten entspricht, in Form einer Schaltung dar, so erhält man die zu Gl. (23/2) gehörende Kleinsignal- Ersatzschaltung nach Bild 23/1.

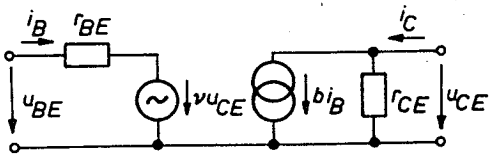


Bild 23/1
Hybrid-Ersatzschaltung eines Bipolartransistors in ES

1.1.4. Diskussion der Spannungsrückwirkung

120

Die praktische Handhabung der Ersatzschaltung Bild 23/1 wird wesentlich durch das Vorhandensein des Rückwirkungsgenerators $\nu u_{CE} = h_{12e} u_{CE}$ erschwert. Zur Abschätzung der Einflüsse der Spannungsrückwirkung wird für Bild 23/1 bzw. 24/1 a eine Ersatzschaltung nach Bild 24/1 b gesucht, in welcher die Rück-

wirkung durch die veränderten Parameter r^*_{BE}, b^* und r^*_{CE} berücksichtigt werden soll.

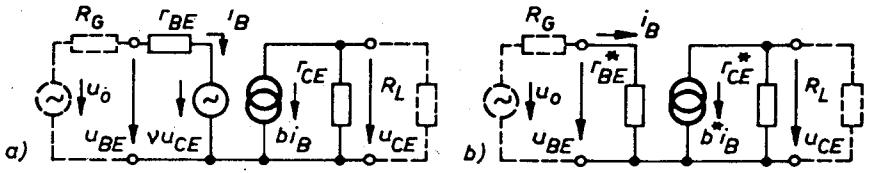


Bild 24/1 Ersatzschaltungen des rückwirkungsbehafteten Transistors

Der Unterschied der Schaltungen a und b ist, daß das r_{BE} nur den Kurzschlußeingangswiderstand (Eingangswiderstand bei ausgangsseitigem Kurzschluß), das r^*_{BE} aber den Eingangswiderstand für beliebigen Lastwiderstand R_L dargestellt und daß das r_{CE} den Leerlaufausgangswiderstand (Ausgangswiderstand bei eingangseitigem Leerlauf), das r^*_{CE} aber den Ausgangswiderstand für beliebigen Quellwiderstand R_G darstellt.

Für die Schaltung nach Bild 24/1 a errechnet man den Eingangswiderstand allgemein zu

$$r_e = \frac{u_{BE}}{i_B} = \frac{r_{BE}\, i_B + \nu u_{CE}}{i_B} = r_{BE} + \frac{\nu u_{CE}}{i_B} \qquad (24/1)$$

Anmerkung: Bei der Zweipolanalyse sind bekanntlich fremde Stromquellen zu unterbrechen, fremde Spannungsquellen kurzzuschließen.
Das gilt jedoch nicht für gesteuerte Quellen, wie hier z. B. für (νu_{CE}) und (bi_B).

Setzt man in Gl. (24/1)

$$u_{CE}/i_B = -\, b\, (R_L \parallel r_{CE})$$

ein, so erkennt man, daß bei vorhandener Spannungsrückwirkung ν der Eingangswiderstand von R_L abhängt.
In der Ersatzschaltung Bild 24/1 b muß dieser Effekt durch r^*_{BE} allein zum Ausdruck gebracht werden, d. h. es muß für $r^*_{BE} = r_e$ gelten:

$$r^*_{BE} = r_{BE} - \nu b(R_L \parallel r_{CE}) = r_{BE}\left(1 - \frac{\nu b(R_L \parallel r_{CE})}{r_{BE}}\right) \quad . \quad (25/1)$$

Der Term $- b(R_L \parallel r_{CE})/r_{BE}$ ist die Verstärkung der Emitterschaltung für vernachlässigte Rückwirkung (vergl. Abschnitt 3.1.). Sie liegt in der Größenordnung von -100. Da ν bei wenigen 10^{-4} liegt, wird unter üblichen Verhältnissen r^*_{BE} nur um einige Prozent kleiner als r_{BE} sein.

Für die Berechnung des Ausgangswiderstandes wird von rechts in die Schaltung Bild 24/1 a hineingemessen, wobei die Fremdquelle u_o kurzgeschlossen, R_G aber berücksichtigt wird.

$$1/r_a = i_a/u_a = 1/r_{CE} + b i_B/u_{CE} \quad . \quad (25/2)$$

Die eingangsseitige Maschengleichung lautet

$$i_B(r_{BE} + R_G) + \nu u_{CE} = 0 \ ,$$

so daß gilt

$$\frac{1}{r_a} = \frac{1}{r_{CE}} - \frac{b \cdot \nu}{r_{BE} + R_G} \quad . \quad (25/3)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (22/1) und (23/1) folgt

$$\frac{1}{r_a} = \frac{1}{r_{CE}} \cdot \frac{b\chi_a R_G/r_{BE} + 1}{b\chi_a(1 + R_G/r_{BE})} \quad . \quad (25/4)$$

Dieses r_a wird in Bild 24/1 b durch r^*_{CE} dargestellt, d.h. es gilt

$$\boxed{r^*_{CE} = r_{CE} \frac{1 + R_G/r_{BE}}{1/b\chi_a + R_G/r_{BE}}} \quad (25/5)$$

Für eingangsseitigen Leerlauf ($R_G \rightarrow \infty$) folgt

$$\boxed{r^*_{CE} = r_{CE}} \ , \quad (25/6)$$

für eingangsseitigen Kurzschluß ($R_G = 0$)

$$\boxed{r^*_{CE} = b\chi_a r_{CE} \approx (1{,}5 \ldots 2)\, r_{CE}} \quad (25/7)$$

und allgemein $r_{CE} \leqq r^*_{CE} \leqq b\chi_a \cdot r_{CE}$. (25/8)

Für Verstärkungsberechnungen wird im allgemeinen u_{BE} als vorgegeben ($R_G = 0$) angesehen, und es gilt Gl. (25/7).
Bezüglich der Kurzschlußstromverstärkung unterscheiden sich die Schaltungen Bild 24/1 nicht, so daß

$$b^* = b \quad . \qquad (26/1)$$

Insgesamt ist der Effekt der Spannungsrückwirkung (bei niedrigen Frequenzen) gering und kann sehr oft vernachlässigt werden. Denn r^*_{BE} wird nur geringfügig verringert, und r^*_{CE} ist meist auf Grund eines parallel liegenden niederohmigen Arbeitswiderstandes ohnehin von geringem Einfluß.

1.2. Feldeffekttransistoren (FET) und Röhren

1.2.1. FET- Kennlinien

210

Wir beschränken unsere Betrachtungen auf n- Kanal- FET's.
Die Ergebnisse sind nach Umpolung aller Gleichströme und Gleichspannungen voll auf p- Kanal- FET's übertragbar.

Nach dem Aufbau sind Sperrschicht- FET's (Torzone durch einen pn- Übergang von der Kanalzone getrennt) und MISFET's, namentlich MOSFET's (Torelektrode durch eine Isolationsschicht vom Kanal isoliert, Bild 26/1) zu unterscheiden. Sperrschicht- FET's haben wegen ihrer günstigen NF- Rauscheigenschaften für rauscharme Eingangsstufen Bedeutung behalten, während sie sonst durch die einfacher herstellbaren MOSFET's verdrängt wurden.

Befinden sich auf der Torelektrode und/oder der Torisolation eines MOSFET's (Bild 26/1) positive Ladungen, so werden durch diese im benachbarten Halbleitergebiet negative Ladungen influenziert.

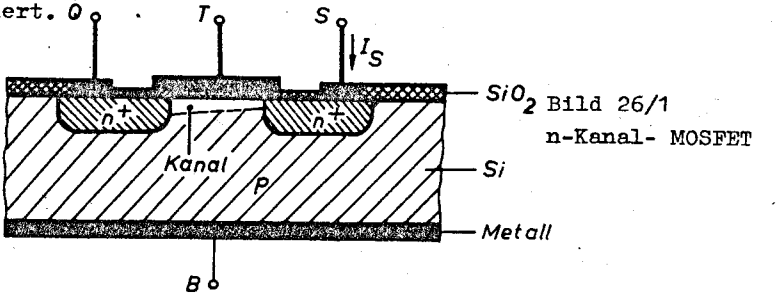


Bild 26/1
n-Kanal- MOSFET

Dabei entsteht im p-dotierten Gebiet der zum Stromfluß zwischen Senke S und Quelle Q erforderliche n - leitende Kanal.
Zu unterscheiden sind

"selbstleitende" oder "Verarmungs- FET's"
(leitend für $U_{TQ} = 0$; im Falle von Bild 26/1 infolge positiver Ladungen in der SiO_2 - Torisolation)

und

"selbstsperrende" oder "Anreicherungs- FET's"
(gesperrt für $U_{TQ} = 0$).

Der Substratanschluß B wird mit dem negativsten Potential (i.a. einem Quellenpotential) verbunden, so daß alle pn- Übergänge gesperrt sind.
Elektrizitätsmengen, die durch statische Aufladungen entstehen, können bereits zum Durchschlag der Torisolation führen. Deshalb werden z.T. Schutzdioden über die TQ- Strecke geschaltet.

Bild 27/1 zeigt die Symbole für die verschiedenen n- Kanal- FET-Typen und zwar bei den MISFET's mit und ohne eingezeichneten Substratanschluß B. Die Symbole der p- Kanal- FET's ergeben sich durch Umdrehen der Pfeilspitzen. Im Falle c). und e). werden die Pfeile oft weggelassen.

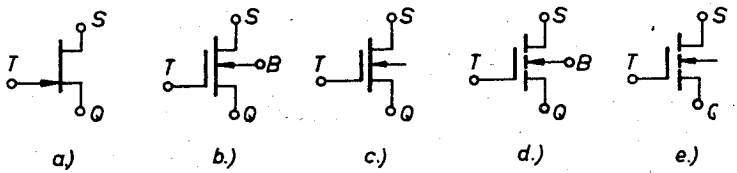


Bild 27/1 Symbole von n- Kanal- FET's
a). Sperrschicht- FET ;
b). und c). selbstleitender MISFET
d). und e). selbstsperrender MISFET

Die der Emitterschaltung entsprechende Schaltung für FET's ist die Quellenschaltung mit Q als Bezugselektrode, Bild 28/1.
Für sie pflegt man Kennlinienfelder und Daten anzugeben.

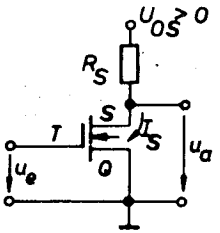


Bild 28/1 Quellenschaltung

Die Herleitung unter vereinfachenden Annahmen, z.B. /1/, S. 373 liefert für den Senkenstrom eines n- Kanal- FET, solange keine Kanaleinschnürung eintritt:

$$I_S = I_0 \left[2\left(\frac{U_{TQ}}{U_p} - 1\right) \frac{U_{SQ}}{U_p} - \left(\frac{U_{SQ}}{U_p}\right)^2 \right] \qquad (28/1)$$

für $U_{SQ} \leqq U_{TQ} - u_p$ (keine Einschnürung).

I_0 ist die Abkürzung für einige Konstanten /1/:

$$I_0 = \frac{\mu_n b \varepsilon_i U_p^2}{2 L d_i} .$$

Für $U_{SQ} \geqq U_{TQ} - U_p$ tritt Kanaleinschnürung an der Senkenseite ein, und von U_{SQ} bleibt nur der Anteil $(U_{TQ} - U_p)$ über dem Kanal wirksam, so daß in (28/1) $U_{SQ} = U_{TQ} - U_p$ zu setzen ist:

$$I_S = I_0 \left(\frac{U_{TQ}}{U_p} - 1\right)^2 \qquad \text{für } U_{SQ} \geqq U_{TQ} - U_p \text{ (Einschnürgebiet)} . \qquad (28/2)$$

Liegt U_{TQ} unterhalb der Schwellspannung U_p, dann ist der Transistor gesperrt

$$I_S = 0 \qquad \text{für } U_{TQ} < U_p \text{ (Sperrgebiet).} \qquad (28/3)$$

Es ist üblich, das Ausgangskannlinienfeld Bild 30/1 und gegebenenfalls noch das Transferkennlinienfeld Bild 29/1 anzugeben.

A 28/1: Zeichnen Sie die Transferkennlinien $I_S/I_0 = f(U_{TQ}/U_p)$
[30] für einen selbstleitenden ($U_p < 0$)
und einen selbstsperrenden n- Kanal- FET ($U_p > 0$) im Einschnürgebiet für den Wertebereich $0 \leqq (I_S/I_0) \leqq 2{,}5$
nach den Gleichungen (28/2) und (28/3).

L 29/1: (zu A 28/1)

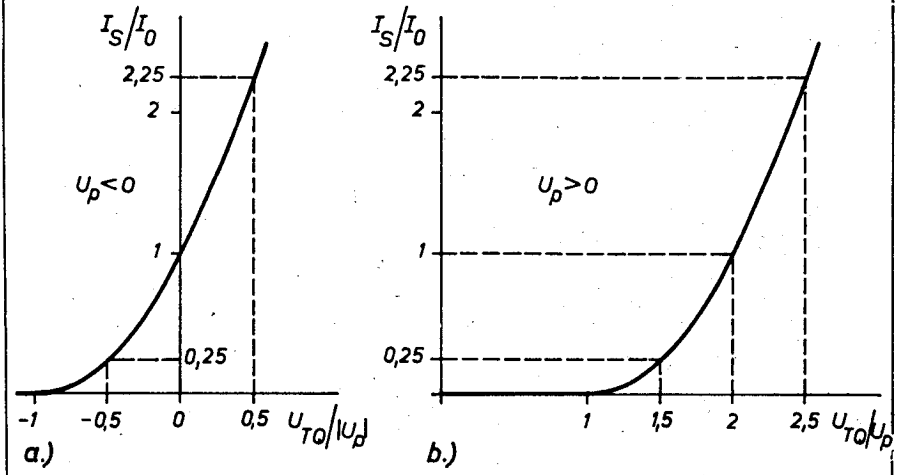


Bild 29/1 Normierte Transferkennlinien des selbstleitenden (a) und selbstsperrenden (b) n- Kanal- FET

Die Trennlinie zwischen Einschnürung und Nichteinschnürung liegt nach Gleichung (28/1) und (28/2) bei der "Kniespannung"

$$U_{SQK} = U_{TQ} - U_p \qquad (29/1)$$

bzw. dem "Kniestrom"

$$I_{SK} = I_S \quad \text{für } U_{SQ} = U_{SQK},$$

welcher sich mit Gl. (29/1) aus Gl. (28/1) oder Gl. (28/2) zu

$$I_{SK} = I_0 \left(\frac{U_{SQ}}{U_p}\right)^2 \qquad (29/2)$$

ergibt.

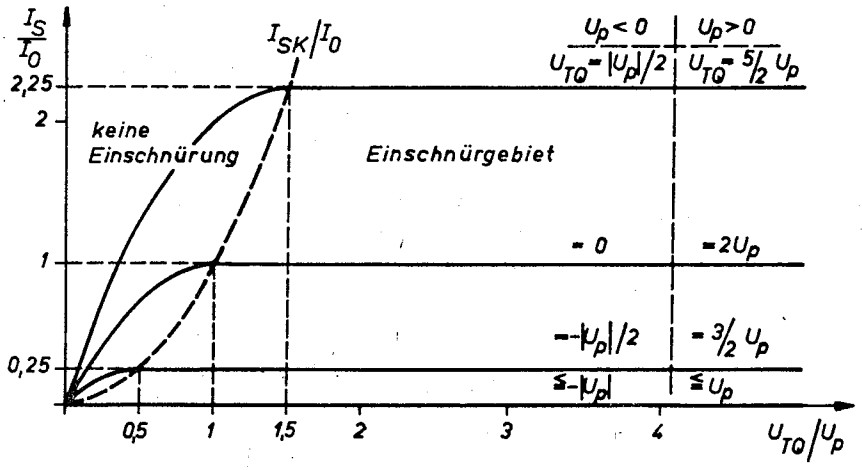


Bild 30/1 Normierte, idealisierte Ausgangskennlinien von selbstleitenden und selbstsperrenden n- Kanal- FET's

A 30/1 : Überprüfen Sie in Bild 30/1 den Verlauf von I_{SK}/I_0 [30] und durch Vergleich mit Bild 29/1 die Werte von $I_S/I_0 = f(U_p)$ im Einschnürgebiet für beide Transistortypen!

Für analoge Schaltungen wird wegen des linearen Verhaltens der Arbeitspunkt im Einschnürgebiet gewählt.

Bild 31/1 zeigt die Kennlinienfelder eines realen Transistors. Die wesentliche Abweichung gegenüber den Bildern 29/1 und 30/1 ist, daß im Einschnürgebiet noch ein gewisser Anstieg $\tan \varphi_2$ von I_S über U_{SQ} erfolgt, so daß im Transferkennlinienfeld die Kurven auch für $U_{SQ} \geq U_{SQK}$ noch ein wenig voneinander abweichen.

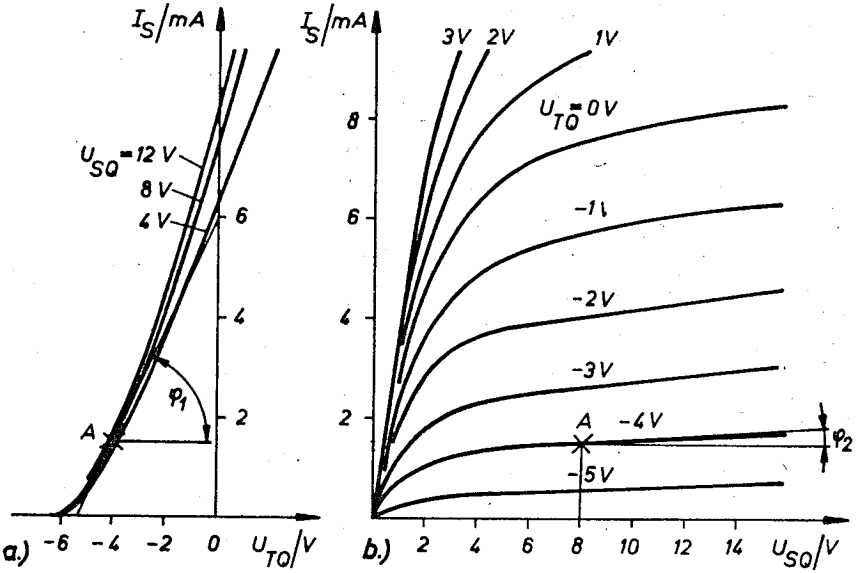


Bild 31/1 Kennlinien des n-Kanal-Verarmungs- MOSFET SM 10

1.2.2. Kleinsignal-Parameter und Ersatzschaltung

45

Im Gegensatz zum Bipolartransistor sind FET und Röhre spannungsgesteuerte Bauelemente. Es ist daher sinnvoll U_{TQ} und U_{SQ} (nicht etwa analog zum Bipolartransistor I_T und U_{SQ}) als unabhängige Variable zu wählen, was laut Gl. (13/2) auf die Leitwertbeschreibung führt.

Darüber hinaus ist für niedrige Frequenzen der Eingangswiderstand bei MISFET's gleich dem Isolationswiderstand der Torelektrode ($r_{TQ} \approx 10^{13}$Ohm.... 10^{15}Ohm) und bei Sperrschicht- FET's gleich dem des gesperrten pn- Überganges ($r_{TQ} \approx 10^{10}$Ohm ... 10^{12} Ohm), so daß die Torströme bei niedrigen Frequenzen zu vernachlässigen sind.

Somit gilt der Ansatz

$$I_T = 0 \quad ; \quad I_S = f(\, U_{TQ} \, , \, U_{SQ} \,) \quad . \qquad (31/1)$$

Taylor- Entwicklung und Linearisierung, analog zum Bipolartransistor, liefern

$$i_T = 0$$

$$i_S = \left(\frac{\partial I_S}{\partial U_{TQ}}\bigg|_{U_{SQA}}\right) u_{TQ} + \left(\frac{\partial I_S}{\partial U_{SQ}}\bigg|_{U_{TQA}}\right) u_{SQ} \quad . \tag{32/1}$$

Die Ableitungen gelten im Arbeitspunkt A.
Der 1. Klammerausdruck ist der Transferleitwert y_{21} oder die "Steilheit" S und kann dem Transferkennlinienfeld Bild 31/1 a entnommen werden.
Der 2. Klammerausdruck ist der differentielle Ausgangsleitwert $y_{22} = 1/r_{SQ}$ und kann dem Ausgangskennlinienfeld Bild 31/1 b entnommen werden.

$$\frac{\partial I_S}{\partial U_{TQ}}\bigg|_{U_{SQA}} = S \mathrel{\hat{=}} \tan \varphi_1 \qquad \text{Steilheit} \tag{32/2}$$

$$\frac{\partial I_S}{\partial U_{SQ}}\bigg|_{U_{TQA}} = \frac{1}{r_{SQ}} \mathrel{\hat{=}} \tan \varphi_2 \qquad \text{diff. Ausgangsleitwert} \tag{32/3}$$

A 32/1: Geben Sie für den in Bild 31/1 eingezeichneten Arbeitspunkt A die Zahlenwerte für I_S , S und r_{SQ} an ! [15]

L 32/1: $I_S = 1{,}5$ mA ; $S = \tan \varphi_1 \approx 1{,}1$ mA/V ; $r_{SQ} = \cot \varphi_2 = 32$ kΩ

Einführung der Gl. (32/2) und (32/3) in (32/1) liefert

$$i_T = 0$$

$$i_S = S\, u_{TQ} + \frac{1}{r_{SQ}} u_{SQ} \quad . \tag{32/4}$$

Die Ersatzschaltung für das Gleichungssystem (32/4) zeigt Bild 32/1.

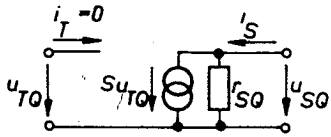


Bild 33/1
Kleinsignalersatzschaltung eines FET bei niedrigen Frequenzen

1.2.3. Röhren

15

Die der Quellenschaltung entsprechende Röhrenschaltung ist die Kathodenbasisschaltung oder Kathodenschaltung nach Bild 33/2.

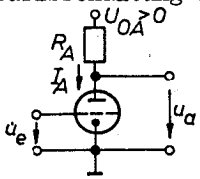


Bild 33/2
Kathoden(basis)schaltung

Die Transferkennlinien von Röhren ähneln den Kennlinien nach Bild 29/1 a, nur daß im wesentlichen das "Raumladungsgesetz"

$$I_A = k(U_{GK} + D\, U_{AK})^{3/2} \quad \text{für Trioden ,} \qquad (33/1)$$

$$I_A = k(U_{GK} + D\, U_{G2K})^{3/2} \quad \text{für Pentoden} \qquad (33/2)$$

gilt. Durch die Terme DU_{AK} bzw. DU_{G2K} (G2 Schirmgitter) erfolgt eine horizontale Verschiebung der $U_{GK}^{3/2}$ - Kurven gegeneinander. Bei Trioden erfolgt im Ausgangskennlinienfeld eine entsprechende Verschiebung der $(DU_{AK})^{3/2}$- Kurven durch den Term U_{GK} .

Auf das Kennlinienfeld von Pentoden, welches dem Bild 31/1 b ähnelt, soll nicht näher eingegangen werden.

Bezüglich der Kleinsignalparameter und der Ersatzschaltung bleibt der Abschnitt 1.2.2 voll gültig, wenn die Elektrodenbezeichnungen entsprechend geändert werden. Es sei noch vermerkt, daß der differentielle Ausgangswiderstand r_{AK} in der Literatur im allgemeinen als Innenwiderstand R_i bezeichnet wird.

1.3. Rückführung von FET und Röhre auf den Bipolartransistor

Der Vergleich der NF-Kleinsignalersatzschaltung von FET und Röhre Bild 33/1, mit der des Bipolartransistors Bild 23/1 zeigt, daß erstere für

- verschwindende Rückwirkung und
- unendlichen Eingangswiderstand

ein Spezialfall der letzteren ist.
Bezüglich des NF- Kleinsignalverhaltens können also

FET und Röhre als einfacher "Spezialfall" des Bipolartransistors

angesehen werden. Die Konsequenz dessen ist, daß es genügt,

die Schaltungen mit Bipolartransistoren durchzurechnen und die Ergebnisse für FET's und Röhren umzuschreiben.

Für den Strom der gesteuerten Quelle in Bild 23/1 kann bei verschwindender Rückwirkung ($v = 0$) geschrieben werden

$$i = b\, i_B = \frac{b}{r_{BE}} \cdot u_{BE} \quad .$$

Der Vergleich mit Bild 33/1 liefert die Steilheit S des (rückwirkungsfreien) Bipolartransistors

$$S = \frac{b}{r_{BE}} \quad . \qquad (34/1)$$

Insgesamt gilt somit folgende Analogie- Tabelle

Rückwirkungsfreier Bipolartransistor	FET	Röhre
r_{BE}	$r_{TQ} \rightarrow \infty$	$r_{GK} \rightarrow \infty$
r_{CE}	r_{SQ}	r_{AK} (R_i)
$\frac{b}{r_{BE}}$	S	S

2. Verfahren zur Schaltungsberechnung

120

In der folgenden Tabelle sind die charakteristischen Möglichkeiten zur Analyse des Kleinsignalverhaltens analoger Schaltungen dargestellt.

Lösungsweg			Vorarbeiten	aktuelle Arbeiten
A	Berechnung d. Schaltung als Ganzes		k e i n e	1. Ersatz der aktiven Bauelemente durch ihre lineare Ersatzschaltung 2. Netzwerkanalyse (Maschenstrom-, Knotenspannungsanalyse)
B 1	Zerlegung in Teil- oder Grundschaltungen	Berechnung über Grundschaltungskatalog und Gegenkopplungsmodelle	1. Bereitstellung eines umfassenden "Kataloges" der Betriebsparameter von Grundschaltungen, berechnet nach A 2. Bereitstellung von Modellfällen für Gegenkopplungsschleifen	1. Zerlegung in Grundschaltungen 2. Berechnung der Schaltung ohne Gegenkopplungsschleifen 3. Rückführung von Gegenkopplungsschleifen auf bekannte Modelle
B 2		Berechnung mit dem Formalismus der VP-Theorie	1. Umrechnungsbeziehungen der VP-Parameter der aktiven Bauelemente 2. Berechnung der VP-Kenngrößen für typische Teilvierpole 3. Beziehungen für VP-Zusammenschaltungen	1. Zerlegung in Teilvierpole 2. Berechnung der Bauelemente-Parameter in der erforderlichen Form 3. Berechnung der VP-Kenngrößen der Teilvierpole 4. Berechnung des Gesamtvierpoles

Die verschiedenen Lösungswege sollen am Beispiel einer direkt gekoppelten NF- Verstärkerstufe nach Bild 36/1 diskutiert werden.

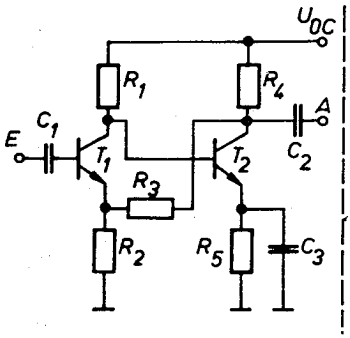


Bild 36/1a NF- Verstärker-schaltung

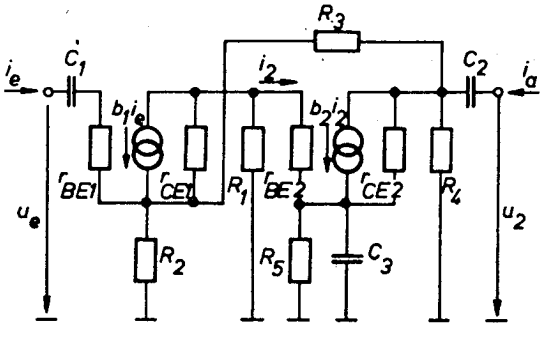


Bild 36/1b Kleinsignal-Ersatzschaltung

Lösungsweg A:

(1.) Die Originalschaltung wird in ihre Kleinsignal- Ersatzschaltung überführt (Bild 36/1b).

(2.) Analyse der Schaltung : Maschenstrom- oder Knotenspannungsanalyse, bzw. bei einfachen Schaltungen direkte Berechnung über die Kirchhoff'schen Gleichungen.

Diskussion: Bereits bei Schaltungen mit mehr als 2 Transistoren ergeben sich umfangreiche Gleichungssysteme, die einen hohen Rechenaufwand erfordern.
Eine geringfügige Variation der Schaltungsstruktur erfordert eine völlige Neuberechnung, da der Einfluß der einzelnen Stufen bzw. einzelner Parameter im Ergebnis nur noch mittelbar zum Ausdruck kommt.

Zur Berechnung charakteristischer Grundschaltungen mit 1 oder 2 Transistoren ist dieses Verfahren jedoch sehr gut geeignet, da der innere Zusammenhang und die Anschaulichkeit erhalten bleiben und die Grundschaltung bereits im Ansatz realen Bedingungen angepaßt und durch sinnvolle Näherungen vereinfacht werden kann.

Lösungsweg B1:

(1.) Die Zerlegung der Originalschaltung in Grundschaltungen zeigt Bild 37/1 a.

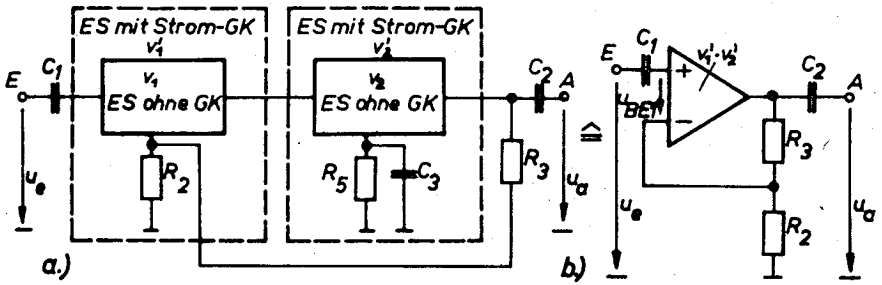


Bild 37/1 a). Zerlegung der Schaltung nach Bild 36/1 in Grundschaltungen

b). Zurückführung der Schaltung auf ein Gegenkopplungsmodell.

(2.) Die Teilverstärker mit v_1', v_2' sind Grundschaltungen, deren Betriebsparameter bekannt sind, so daß ihre Kettenschaltung einfach berechnet werden kann.

(3.) Die Spannungsgegenkopplung über R_2, R_3 entspricht einem bekannten Modellfall, Bild 37/1 b (Abschnitt 6.2, 2. Lbf.).

Diskussion:

Die Grundschaltungen lassen sich mit wenig Aufwand nach der Methode A berechnen.
Vorkommende Gegenkopplungsschleifen lassen sich praktisch immer auf eins von zwei charakteristischen Modellen zurückführen, für die die Ergebnisse bereitgestellt werden.
Die Vorteile dieser Methode bestehen vor allem in folgendem:

- der aktuelle Rechenaufwand ist relativ gering, da er zum großen Teil bereits in den Ergebnissen des Grundschaltungskataloges enthalten ist.

- Die Wirkung der einzelnen Stufen bleibt überschaubar.
- Der Einfluß der für ein gewünschtes Ergebnis zulässigen Nähe - rungen bleibt erkennbar.
- Das Verständnis für die Funktion der Teilschaltungen und für die Gesamtschaltung wird gefördert. Es werden Voraussetzungen für eine erfolgreiche Schaltungssynthese geschaffen.
- Im Fall der Schaltungssynthese ist die für eine gewünschte Wirkung der Stufen erforderliche Parameterfestlegung relativ leicht möglich.

Lösungsweg B 2 :

Hier wären folgende Schritte erforderlich:

(1.) Berechnung der Parameter der Ersatztransistoren , "T1 + Emitterwiderstand R_2" .und "T 2 + $R_5 \parallel (1/j\omega C_3)$",

(2.) Berechnung der VP- Parameter der 1. und 2. Stufe,

(3.) Kettenschaltung der Teilvierpole,

(4.) Berücksichtigung der Gegenkopplung entweder wie bei B1 oder ebenfalls durch VP- Zusammenschaltung.

Diskussion:

Mit den VP- Umrechnungstabellen und den Beziehungen für die Umrechnung der Transistorparameter stehen Hilfsmittel zur Verfügung, mit denen die Rechnung stark formalisiert werden kann.
Der verbleibende Rechenaufwand für Schaltungen mit mehreren Transistoren ist jedoch noch sehr hoch, außerdem geht die Übersichtlichkeit leicht verloren.

Nach einer vergleichenden Wertung der genannten Methoden soll folgendes festgestellt werden:

- Der Lösungsweg B2 wird zwar in vielen Lehrbüchern eingeschla - gen, aber meist nur bis zu einfachen Schaltungen von höchstens zwei Transistoren verfolgt.
  Hier wird diese Methode bewußt vermieden!

-Der Lösungsweg B1 besitzt die meisten Vorteile für die Berechnung komplexer, praktischer Schaltungen und wird deshalb in dieser Lehrbriefreihe durchgängig angewendet.

Damit die Grundschaltungen im Sinne der Methode B1 ausreichend zu beschreiben sind, werden Betriebsparameter berechnet, in denen der Lastwiderstand R_L (Eingangswiderstand der nachfolgenden GS) und der Quellwiderstand R_G (Ausgangswiderstand der vorhergehenden GS) berücksichtigt sind (Bild 39/1).
Ausreichend sind die Parameter

Spannungsverstärkung $v = u_a/u_e$ als Funktion von R_L, (39/1)

Eingangswiderstand $r_e = u_e/i_e$ als Funktion von R_L, (39/2)

Ausgangswiderstand $r_a = u_a/i_a$ als Funktion von R_G. (39/3)

Die Grundschaltungen sind meistens mit einem Arbeitswiderstand R_A abgeschlossen (z.B. $R_A = R_C$ in Bild 10/1b), zu dem der Lastwiderstand R_L parallel liegt.
Werden die Spannungsverstärkung oder der Eingangswiderstand berechnet, für die außer R_A auch R_L von Einfluß ist, so sei zur Schreibvereinfachung angenommen, daß R_L in R_A bereits enthalten ist, im Ergebnis also je nach Bedarf R_A durch $R_A \parallel R_L$ zu ersetzen ist.

Der eigentliche Ausgangswiderstand der Schaltung wird nach Bild 39/1 als r_a^* eingeführt und es gilt

$$r_a = r_a^* \parallel R_A \,. \qquad (39/4)$$

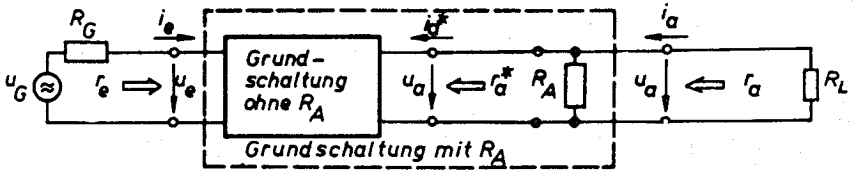


Bild 39/1 Grundschaltung mit und ohne R_A, eingeschaltet zwischen Quelle und Last.

3. Verstärkergrundschaltungen ohne Gegenkopplung

3.1. Emitterschaltung

Bild 40/1 zeigt die Prinzipschaltung und die zugehörige Ersatzschaltung. Die Spannungsrückwirkung sei vernachlässigt oder entsprechend Abschnitt 1.1.4 durch Korrektur von r_{BE}, r_{CE} und b berücksichtigt.
Die Widerstände R_B und R_2 zur Arbeitspunkteinstellung sind in der Ersatzschaltung nicht berücksichtigt.

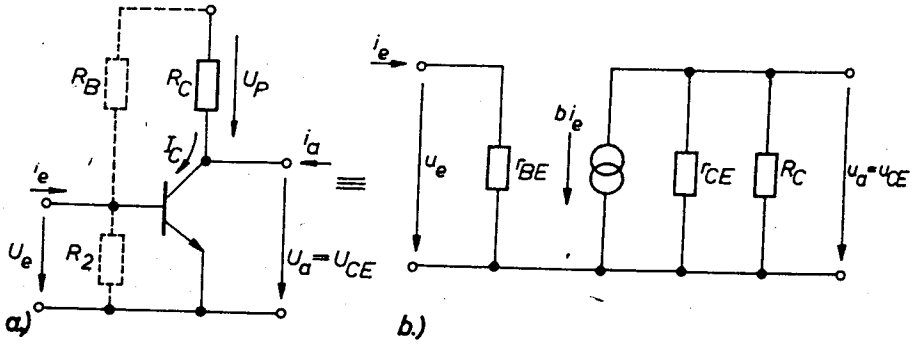


Bild 40/1 a). Emitterschaltung b). Ersatzschaltung

3.1.1. Verstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand

45

Mit Bild 40/1b gilt

$$u_{CE} = u_a = - b \cdot i_e \cdot (R_C \parallel r_{CE})$$

und

$$u_{BE} = u_e = i_e \cdot r_{BE} \ .$$

Für v ergibt sich daraus

$$\frac{u_a}{u_e} = v = - \frac{b}{r_{BE}} R_C \parallel r_{CE} = - \frac{b\, R_C}{r_{BE}} \cdot \frac{1}{1 + R_C / r_{CE}} \approx - \frac{b\, R_C}{r_{BE}} \quad (40/1)$$

Den Eingangswiderstand entnimmt man der Schaltung als

$$r_e = r_{BE} \quad (40/2)$$

A 40/1 : Wie groß ist der Eingangswiderstand unter Berücksichtigung von R_B und R_2 laut Bild 40/1 a ?
[15]

L 41/1 (zu A 40/1): R_2 liegt direkt parallel zu r_{BE}. Auch R_B liegt für Wechselspannungen parallel, da der Innenwiderstand der Quelle U_{OC} mit null anzusetzen ist, was einem wechselspannungsmäßigen Kurzschluß entspricht. Siehe zum Vergleich auch Bild 11/1 und Gl. (11/2). Es ist also

$$r_e = r_{BE} \parallel R_2 \parallel R_B \quad .$$

Für den Ausgangswiderstand gilt laut Bild 40/1 b

$$r_a = r_{CE} \parallel R_C \qquad \text{bzw.} \quad r_a \approx R_C \quad \text{für} \quad R_C \ll r_{CE} \quad . \tag{41/1}$$

3.1.2. Abhängigkeit von r_{BE} und v vom Arbeitspunkt

105

In der Literatur wird oft eine Diskussion der Gl. (40/1) vorgenommen, bei welcher eine Veränderung von R_C angenommen wird, der Arbeitspunkt und damit die Transistorparameter jedoch als konstant vorausgesetzt werden. Das Ergebnis ist dann ein linearer Anstieg von $|v|$ für $R_C \ll r_{CE}$ und $|v| = \text{const}$ für $R_C \gg r_{CE}$.
Auch für die Basis- und Kollektorschaltung sowie für die Eingangs- und Ausgangswiderstände der drei Transistorgrundschaltungen werden analoge Ergebnisse angegeben.
Solche Betrachtungen gehen jedoch an den Bedingungen der Praxis vorbei und sind deshalb ohne Wert. Von grundlegender praktischer Bedeutung ist doch der Fall, in welchem die Betriebsspannung U_{OC} vorgegeben und konstant ist, wo also gilt

$$U_{OC} = U_{CEA} + I_{CA} R_C' = U_{CEA} + U_R = \text{const} \quad . \tag{41/2}$$

Danach sind I_{CA}, U_{CEA} und R_C nicht unabhängig voneinander wählbar.
Auf dieser Grundlage werden die folgenden Betrachtungen durchgeführt und Dimensionierungsregeln abgeleitet.

Eine Ausnahme von dieser Situation liegt lediglich dann vor, wenn der Arbeitswiderstand induktiv überbrückt ist oder selbst eine Induktivität darstellt. Dann sind der Wechselstromwiderstand und der Gleichspannungsabfall tatsächlich unabhängig voneinander. In der heutigen Schaltungstechnik ist jedoch die Überbrückung des Arbeitswiderstandes durch Drosseln oder der Einsatz von Transformatoren kaum noch anzutreffen. Lediglich bei den Selektivverstärkern liegen solche Fälle vor (vergl. Abschnitt 14, 5. Lbf.).

Für das Verhältnis b/r_{BE} ergibt sich z. B. mit Gl. (21/1)

$$\frac{b}{r_{BE}} = \frac{b\, I_C}{B\, U_T} \approx \frac{I_C}{U_T} \quad . \tag{42/1}$$

In Bild 42/1 sind dafür Meßergebnisse angegeben.

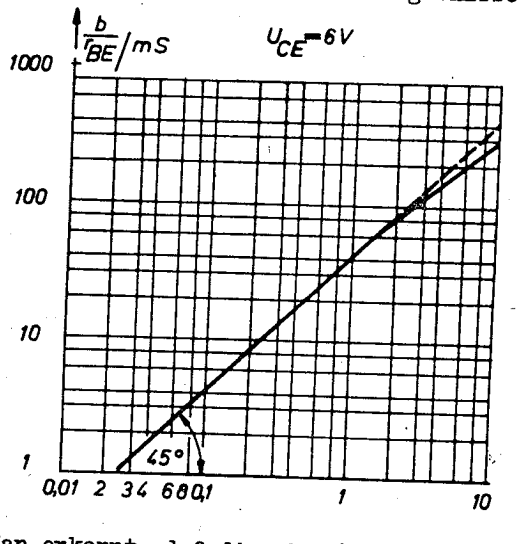


Bild 42/1

$b/r_{BE} = f(I_C)$, gemessen für den Transistor SF 123

Man erkennt, daß die Gl. (42/1) in einem großen Strombereich recht gut erfüllt ist. Die Absenkung gegenüber dem linearen Verlauf bei hohen Strömen ist auf die dort höhere Temperaturspannung zurückzuführen (vgl. S. 20).

Die aus Bild 42/1 ermittelte Temperaturspannung U_T beträgt z.B.

bei $I_C = 1$ mA $\quad U_T = 26$ mV

$I_C = 10$ mA $\quad U_T = 34$ mV.

Mit der Gl. (42/1) läßt sich unter Einführung des Spannungsabfalles über dem Arbeitswiderstand (Bild 40/1 a) die Verstärkung auf die Form bringen

$$v = -\frac{b\, R_C}{r_{BE}} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_{CE}}} \right) = -\frac{I_C\, R_C}{U_T} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_{CE}}} \right) = -\frac{U_R}{U_T} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_{CE}}} \right) \tag{42/2}$$

Setzt man noch voraus, daß $R_C \ll r_{CE}$, so gilt die einfache Beziehung (43/1), die bei der Schaltungsdimensionierung recht gut brauchbar ist.

$$v \approx -\frac{U_R}{U_T} \quad . \qquad (43/1)$$

In Bild 43/1 ist die experimentell gewonnene Funktion $|v| = f(I_C)$ angegeben.

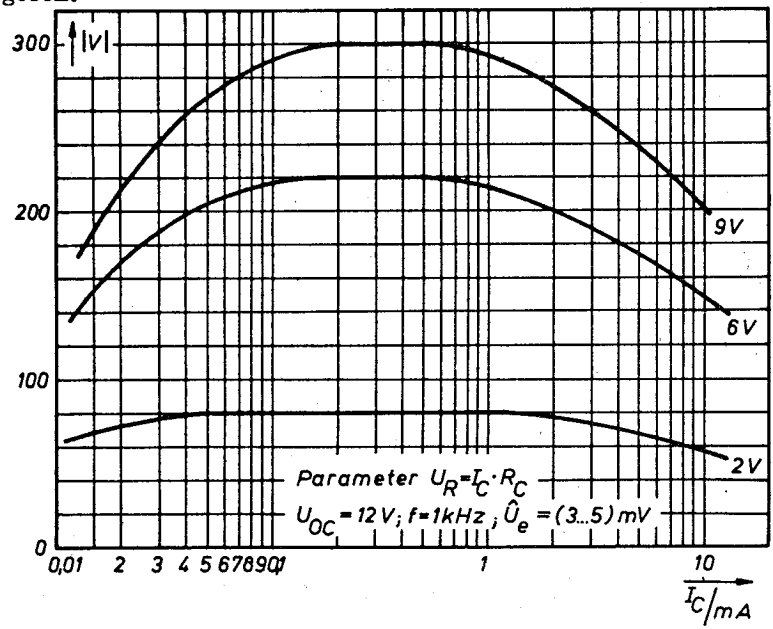


Bild 43/1 Gemessene Funktion $|v| = f(I_C)$ für den Transistor SF 123 in Emitterschaltung

Man erkennt neben dem relativ breiten Strombereich, in dem die Gl. (43/1) gilt,

bei kleinen Strömen I_C: Verstärkungsabfall infolge des Terms $1/(1 + R_C/r_{CE})$, denn für diese kleinen Ströme ist die Bedingung $R_C \ll r_{CE}$ nicht mehr erfüllt ;

bei großen Strömen I_C: Verstärkungsabfall infolge Zunahme von U_T.

Bemerkenswert ist, daß in einem relativ breiten Strombereich die Spannungsverstärkung einer Emitterschaltung mit ohm'schem Arbeitswiderstand R_C lediglich von der über R_C abfallenden G l e i c h s p a n n u n g U_R abhängt.

Die Proportionalität zwischen |v| und U_R gemäß Gl. (43/1) kommt durch die in Bild 44/1 dargestellten Meßergebnisse sehr gut zum Ausdruck. Die unterschiedlichen Steigungen sind wieder Ausdruck unterschiedlicher Temperaturspannungen U_T.

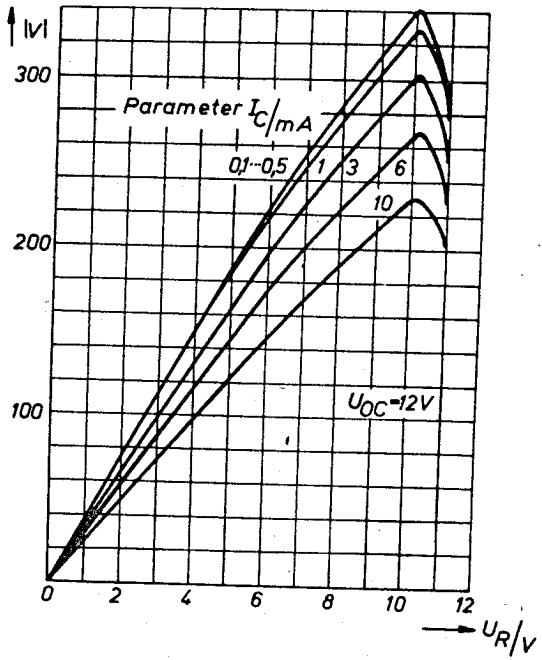


Bild 44/1
Gemessene Funktion $|v| = f(U_R)$ für einen Transistor SF 123 in Emitterschaltung

Das Abknicken der Kurven bei $U_R \approx U_{OC}$ führt auf das Problem der Aussteuerbarkeit des Transistors und damit auf den Gültigkeitsbereich der Gl. (43/1)

3.1.3. Aussteuerbarkeit des Ausgangskennlinienfeldes

Für einen Transistor mit in Reihe liegenden Widerständen, z.B. dem Arbeitswiderstand in Bild 45/1 , ergeben sich bei konstanter Betriebsspannung U_{OC} 2 Grenzwerte für den Strom I_C.

Diese Grenzwerte, die aus Bild 45/1 folgen, sind grundsätzlich bei den Betrachtungen der Aussteuergrenzen für das Ausgangskennlinienfeld zu berücksichtigen.

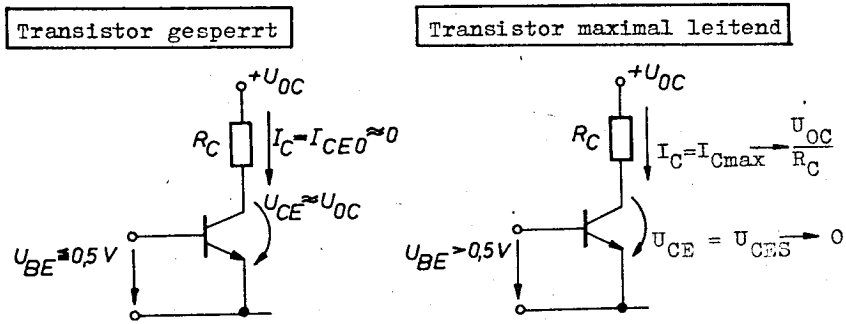


Bild 45/1 Grenzwerte für die Transistorbetriebszustände

Die Bilder 45/2 und 46/1 zeigen ausführlich die Potentialverhältnisse an der Emitterschaltung und für verschiedene Aussteuerfälle im Ausgangskennlinienfeld.

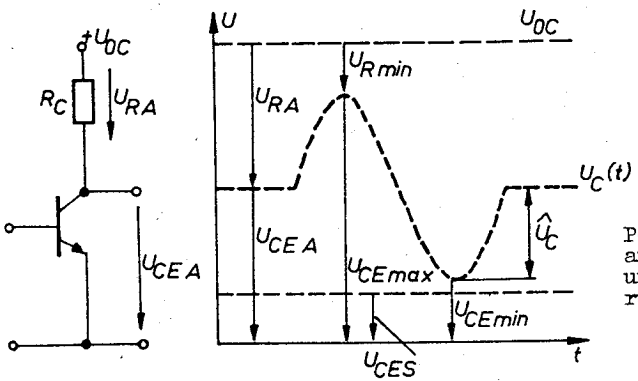


Bild 45/2

Potentialverlauf am Kollektor ohne und mit Aussteuerung

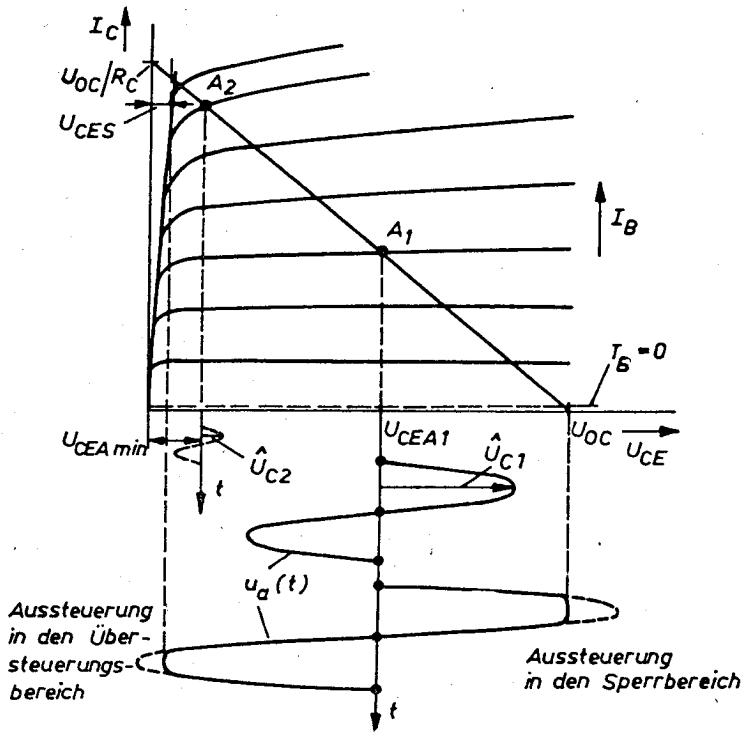


Bild 46/1 Aussteuerverhältnisse im Ausgangskennlinienfeld einer Emitterschaltung

Sieht man von den nichtlinearen Verzerrungen der Ausgangsspannung $u_a(t)$ infolge der Nichtlinearitäten der Transistorkennlinien im aktiven Bereich zunächst ab, so lassen sich für analoge Schaltungen die Aussteuergrenzen des Ausgangskennlinienfeldes aus den Grenzen zwischen

dem aktiven Bereich und dem Sperrbereich : $U_{CE\,max} = U_{OC} - I_{CEO} R_C \approx U_{OC}$

dem aktiven Bereich und dem Übersteuerungsbereich : $U_{CE\,min} = U_{CES}$

berechnen.

Aus dem Bild 45/2 läßt sich ablesen:

$$U_{RA} = U_{OC} - \hat{U}_C - U_{CE\,min} \qquad (47/1)$$

und

$$\hat{U}_C = \frac{1}{2}\left(U_{OC} - U_{R\,min} - U_{CE\,min} \right)$$

mit

$$U_{R\,min} = I_{CEO}\, R_C \quad ; \quad U_{CE\,min} = U_{CES}$$

Für Si- Vorstufentransistoren gilt meist:

$$I_{CEO}\, R_C \approx 0 \quad \text{wegen } I_{CEO} \approx B\, I_{CBO} = (0{,}01 \ldots 1)\ \mu A$$

$$U_{CES} \approx (0{,}2 \ \ldots \ 0{,}5)\ V$$

Auf Grund der Kennlinienform ist bei der Annäherung des Arbeitspunktes an den Übersteuerungsbereich ein Abfall der Kleinsignalverstärkung (vergl. Bild 44/1) und bei Annäherung an den Sperrbereich und an den Übersteuerungsbereich eine Zunahme der Verzerrungen zu beobachten.
Aus diesem Grunde und aus Toleranzgründen sollte der Arbeitspunkt bei Kleinsignalverstärkern in der Praxis so gelegt werden, daß

$$U_{CEAmin} \geq (0{,}5 \ \ldots \ 1)\ V \quad .$$

Für die praktische Dimensionierung einer Emitterschaltung sind folgende Fälle interessant, die Wahl des jeweiligen Arbeitspunktes folgt aus Bild 46/1 und Gl. (47/1).

Dimensionierungsforderung	Wahl des Arbeitspunktes
Verstärkung möglichst groß Aussteuerung $\hat{U}_C$ sehr klein	$U_{RA} = U_{OC} - U_{CEAmin} - \hat{U}_C$ $U_{CEA} = U_{CEAmin} + \hat{U}_C$ z.B. A 2 in Bild 46/1
möglichst große symmetrisch-Ausgangsspannung $\hat{U}_C$	$U_{CEA} = \frac{1}{2}(U_{OC} + U_{CES})$ z.B. A 1 in Bild 46/1

Die Art der beim Überschreiten der o.g. Grenzen auftretenden, starken nichtlinearen Verzerrungen ist in Bild 46/1 mit angedeutet.

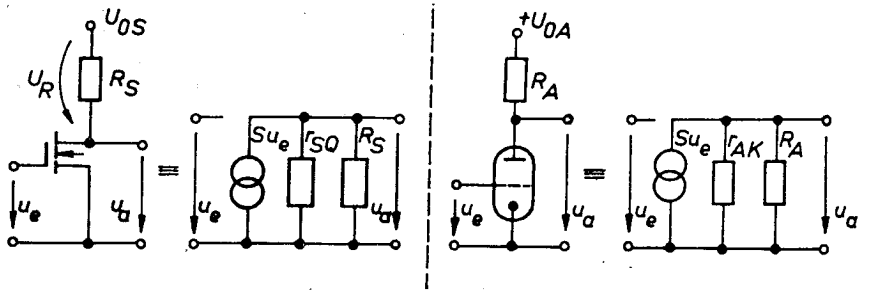


Bild 48/1 a) Quellenschaltung , b). Kathodenbasisschaltung

Auf Grund der im Abschnitt 1.3 angegebenen Analogiebeziehungen gilt für die

Quellenschaltung		Kathodenbasisschaltung	
$v = - S\, R_S \parallel r_{SQ}$	Verstärkung	$v = - S\, R_A \parallel r_{AK}$	(48/1)
$r_e = \infty$	Eingangswiderstand	$r_e = \infty$	(48/2)
$r_a = r_{SQ} \parallel R_S$	Ausgangswiderstand	$r_a = r_{AK} \parallel R_A$	(48/3)

Führt man in Gl. (48/1) die Spannung über dem Arbeitswiderstand

$$U_R = R_S\, I_S \,,$$

sowie noch Gl. (28/2)

und

$$S = \frac{\partial I_S}{\partial U_{TQ}} = \frac{2\, I_0}{U_p}\left(\frac{U_{TQ}}{U_p} - 1\right)$$

ein, so erhält man für den FET im Einschnürgebiet

$$v = - S\,\frac{R_S r_{SQ}}{r_{SQ} + R_S} = -\frac{S}{I_S}\cdot\frac{U_R}{1 + R_S/r_{SQ}} = -\frac{2\,U_R}{U_{TQ} - U_p}\cdot\left(\frac{1}{1 + R_S/r_{SQ}}\right).$$

Für $r_{SQ} \gg R_S$ gilt die besonders einfache Näherung (48/4)

$$v \approx - \frac{2\,U_R}{U_{TQ} - U_p} \,. \qquad (48/5)$$

In der Praxis tritt für $U_{TQ} \to U_p$ kein Pol, sondern nur ein Maximum der Verstärkung auf.

A 49/1: Eine Quellenschaltung soll bei einer Betriebsspannung von $U_{OS} = 20$ V in dem in Bild 31/1 eingezeichneten Arbeitspunkt A arbeiten.
[30] Man berechne R_S sowie v nach Gl. (48/1) unter Benutzung der in Aufgabe A 32/1 ermittelten Werte und zum Vergleich nach Gl. (48/4).

L 49/1: $R_S = U_R / I_S = 8\ k\Omega$,

$v = -S\, r_{SQ} \parallel R_S = \underline{-7{,}04}$, $v = -\frac{2U_R}{U_{TQ}-U_p} \cdot \frac{1}{1+R_S/r_{SQ}} = \underline{\underline{-7{,}7}}$

Die Abweichung ist relativ gering und beruht, abgesehen von der Ableseungenauigkeit in Bild 31/1, darauf, daß für Gl. (48/4) ideal quadratische Transferkennlinien vorausgesetzt wurden.

3.3. Basisschaltung, Torbasisschaltung und Gitterbasisschaltung

Bild 49/1 zeigt die Prinzipschaltung der Basisschaltung und die zugehörige Ersatzschaltung bei Vernachlässigung der Spannungsrückwirkung des Transistors.

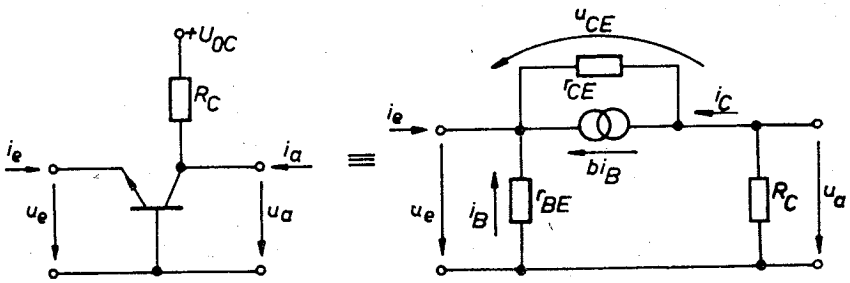


Bild 49/1 Basisschaltung mit Ersatzschaltung

Die Widerstände zur Arbeitspunkteinstellung sind in Bild 49/1 nicht mit gezeichnet.

3.3.1. Verstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand der Basisschaltung

Aus Bild 49/1 folgen die Gleichungen

$$u_a = u_e + u_{CE} \qquad (50/1) \qquad , \; u_{CE} = (i_C - i_B\, b)\, r_{CE} \; , \qquad (50/2)$$

$$i_C = - u_a/R_C \qquad (50/3) \qquad , \; i_B = - u_e/r_{BE} \; . \qquad (50/4)$$

Indem man die 2. bis 4. Gleichung in die 1. einführt, erhält man

$$u_a\left(1 + \frac{r_{CE}}{R_C}\right) = u_e \left(1 + \frac{b\, r_{CE}}{r_{BE}}\right)$$

und damit

$$\boxed{v = \frac{u_a}{u_e} = \frac{(r_{BE} + b\, r_{CE})R_C}{r_{BE}\,(r_{CE} + R_C)} \approx \frac{b}{r_{BE}} R_C \,\|\, r_{CE} = - v_{ES}} \; . \qquad (50/5)$$

Bei der Basisschaltung ist zwischen u_e und u_a keine Phasendrehung von 180° vorhanden!

Bezüglich der Abhängigkeit der Verstärkung vom Arbeitspunkt gelten die gleichen Überlegungen wie bei der Emitterschaltung und man kann setzen

$$\boxed{v \approx \frac{U_R}{U_T}} \; . \qquad (50/6)$$

Weiterhin gilt mit Bild 49/1 und den Gl. (50/3) bis (50/5)

$$i_e = - i_B - i_C = \frac{u_e}{r_{BE}} + \frac{(r_{BE} + b\, r_{CE})\, u_e}{(r_{CE} + R_C)\, r_{BE}} \; .$$

Für $b \gg 1$ und $r_{BE} + R_C \ll b r_{CE}$ folgt daraus der Eingangswiderstand

$$\frac{u_e}{i_e} = \boxed{r_e = \frac{r_{BE}}{b}\left(1 + \frac{R_C}{r_{CE}}\right) \approx \frac{r_{BE}}{b} \; .} \qquad (50/7)$$

Für den Ausgangswiderstand r_a^* ergibt sich mit dem Ansatz nach Bild 39/1 die Ersatzschaltung nach Bild 50/1.

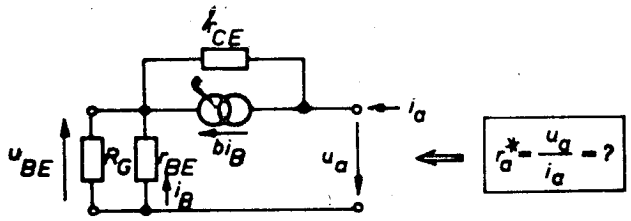


Bild 51/1 Ersatzschaltung zur Berechnung des Ausgangswiderstandes der Basisschaltung

Aus Bild 51/1 folgen die Gleichungen

$$i_B = - i_a \frac{R_G}{R_G + r_{BE}} , \qquad i_a = b\, i_B + \frac{u_a}{r_{CE}} - \frac{u_{BE}}{r_{BE}}$$

$$u_{BE} = i_B\, r_{BE}$$

Für $b \gg 1$ folgt daraus

$$r_a^* = r_{CE} \left(1 + \frac{b\, R_G}{R_G + r_{BE}} \right) \quad \text{und weiter mit Gl. (39/1)}$$

$$\boxed{r_a = R_C \| r_{CE} \left(1 + \frac{b\, R_G}{R_G + r_{BE}} \right)} \qquad (51/1)$$

3.3.2. Verstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand der Gitterbasisschaltung und der Torbasisschaltung

60

Bild 51/2 zeigt die Prinzipschaltung der Gitterbasisschaltung und der Torbasisschaltung sowie die für beide Schaltungen gültige Kleinsignalersatzschaltung, die sich durch Einführung von Bild 33/1 ergibt.

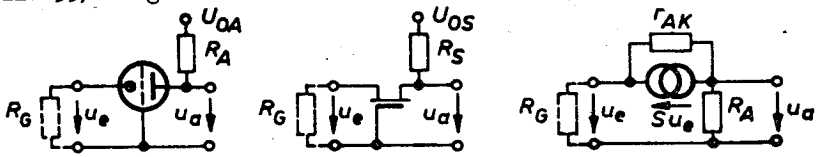


Bild 51/2 Gitterbasisschaltung, Torbasisschaltung und Kleinsignalersatzschaltung

A 52/1: Schreiben Sie mit Hilfe der Analogiebeziehungen des Abschnittes 1.3 die Gleichungen (50/5), (50/7) und (51/1) in die für die Gitterbasisschaltung gültigen um und führen Sie zulässige Näherungen ein !

[60]

L 52/1:

$$v = \left(\frac{1}{r_{CE}} + \frac{b}{r_{BE}}\right) \cdot R_C \parallel r_{CE} \Rightarrow v = \left(\frac{1}{r_{AK}} + S\right) R_A \parallel r_{AK}$$

$$\boxed{v \approx S\, R_A \parallel r_{AK}} \quad \text{für } r_{AK} \gg 1/S$$

$$r_e = \frac{r_{BE}}{b}\left(1 + R_C/r_{CE}\right) \Rightarrow r_e = \frac{1}{S}\left(1 + R_A/r_{AK}\right)$$

$$\boxed{r_e \approx 1/S} \qquad \text{für } r_{AK} \gg R_A$$

$$r_a^* = r_{CE}\left(1 + \frac{b}{r_{BE}}\left(\frac{R_G}{1 + R_G/r_{BE}}\right)\right) \Rightarrow r_a^* = r_{AK}\left(1 + \frac{SR_G}{1 + R_G/r_{GK}}\right)$$

$$r_a^* = r_{AK}(1 + SR_G) \quad \text{da} \quad r_{GK} \to \infty$$

$$\boxed{r_a = r_a^* \parallel R_A}$$

Die Ergebnisse für die Torbasisschaltung lauten entsprechend.

4. Der Operationsverstärker als verallgemeinertes Verstärkerelement

Zum Verständnis der in Abschnitt 6 des 2. Lbf. behandelten Gegenkopplungsmodelle ist es notwendig, einen verallgemeinerten Verstärker mit Differenzeingang einzuführen.

Die moderne Schaltungstechnik verfügt nun über ein universell einsetzbares Verstärkerelement, welches nicht nur für die o.g. prinzipiellen Überlegungen von Interesse ist, sondern welches darüberhinaus für die gesamte moderne Schaltungstechnik grundlegende Bedeutung besitzt.

Dieses Verstärkerelement ist der sog. "Operationsverstärker".

Operationsverstärker werden gegenwärtig bereits als integrierte Schaltungen hergestellt und stehen dem Schaltungstechniker als Bauelement zur Verfügung.

Die entscheidende Stufe eines Operationsverstärkers, die Differenzverstärker-Eingangsstufe soll bereits hier vorgestellt und qualitativ erklärt werden, um an ihr die Definition der Parameter eines Operationsverstärkers (OV) verständlich zu machen. Die quantitative Analyse der Differenzverstärkerstufe (DV) folgt in Abschnitt 10.3 des 3. Lbf.

4.1. Idealer und realer Operationsverstärker, Definitionen und Ersatzschaltung

Bild 53/1 zeigt eine Differenzverstärkerstufe, wie sie im Prinzip im OV als Eingangsstufe benutzt wird. Sie besteht aus zwei Transistoren, besitzt zwei Eingänge und im Prinzip auch zwei Ausgänge.

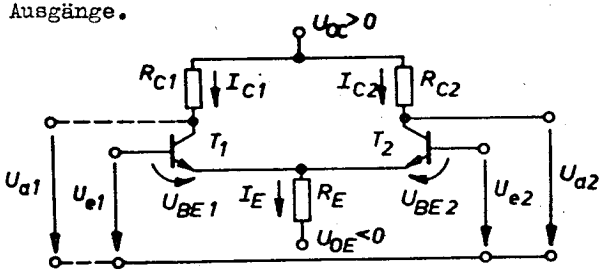


Bild 53/1
Differenzverstärkerstufe (DV)

Es sei völlige Symmetrie vorausgesetzt, ferner gelte $R_E \longrightarrow \infty$, so daß I_E = const ist. Bild 53/1 zeigt, daß $I_{C1} + I_{C2} = I_E$ gilt. Durch die Eingangsspannungen kann also nur die Aufteilung des konstanten I_E auf T_1 und T_2 beeinflußt werden.
Liegt sogenannte Gleichtaktansteuerung mit $U_{e1} = U_{e2}$ vor, dann bleibt die Symmetrie bestehen und es gilt wie bei $U_{e1} = U_{e2} = 0$ nach wie vor $I_{C1} = I_{C2} = I_E/2$ = const. Deshalb werden durch diese Gleichtaktansteuerung auch die Ausgangsspannungen U_{a1} und U_{a2} nicht beeinflußt.

Dagegen bewirkt eine Differenz der Eingangsspannungen die gleiche Differenz der Basis-Emitterspannungen von T_1 und T_2

$$U_{BE1} - U_{BE2} = U_{e1} - U_{e2} ,$$

durch welche $I_{C1} \neq I_{C2}$ und damit $U_{a1} \neq U_{a2}$ werden.

Die ideale DV-Stufe spricht also nur auf die Differenz (U_{e1}-U_{e2}) an. Beim realen DV (mit endlichem R_E oder Unsymmetrien) hat eine Gleichtaktansteuerung doch einen gewissen Einfluß auf die Ströme und damit auf die Ausgangsspannung.

Die DV-Stufe Bild 53/1 kann, indem U_{a2} bereits als Ausgangsspannung U_a angesehen wird, als extrem einfacher OV aufgefaßt werden. Man unterscheidet beim OV

den N-Eingang oder (-)-Eingang oder invertierenden Eingang und den P-Eingang oder (+)-Eingang oder nichtinvertierenden Eingang. Und zwar ist der N-Eingang dadurch gekennzeichnet, daß zwischen Ein-u.Ausgangsspannung eine 180°-Phasendrehung(Vorzeichenumkehr) erfolgt, der P-Eingang dadurch, daß keine solche Vorzeichenumkehr stattfindet.
Betrachten wir die Wirkungsketten zu Bild 53/1,

$$U_{e1}\uparrow \Rightarrow U_{BE1}\uparrow \Rightarrow I_{C1}\uparrow \Rightarrow I_{C2}\downarrow \Rightarrow U_{a2}\uparrow$$

$$U_{e2}\uparrow \Rightarrow U_{BE2}\uparrow \Rightarrow I_{C2}\uparrow \Rightarrow U_{a2}\downarrow ,$$

so erkennen wir, daß für Bild 53/1 der Eingang 1 der P-Eingang und der Eingang 2 der N-Eingang ist.

Das Schaltungssymbol eines OV ist aus Bild 54/1 ersichtlich. P-und N-Eingang sind durch + bzw. - gekennzeichnet. Im Bild sind ferner die Klemmengrößen für allgemeine Ansteuerung und (unterbrochen gezeichnet) für den Spezialfall der Gleichtaktansteuerung eingezeichnet.

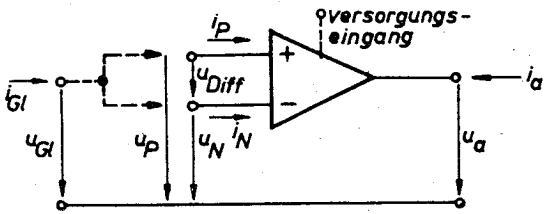
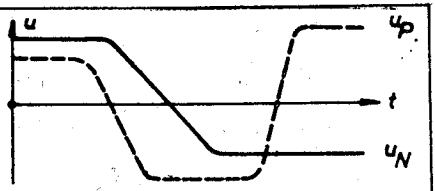


Bild 54/1 Symbol und Klemmengrößen des idealen OV

Ein beliebiges Eingangssignal (u_P, u_N) führt zu einem

Differenzsignal		Gleichtaktsignal	
$u_{Diff} = u_P - u_N$	(54/1) ,	$u_{Gl} = \frac{1}{2}(u_P + u_N)$	(54/2)

A 55/1: Zeichnen Sie in nebenstehende Skizze den Verlauf von u_{Diff} und u_{Gl} ein!



Wie an Hand der DV-Eingangsstufe Bild 53/1 erläutert wurde, spricht der OV im wesentlichen nur auf das Differenzsignal und kaum auf ein Gleichtaktsignal an. Letzteres kann daher im allgemeinen vernachlässigt werden, wenn Gleichtaktsignal und Differenzsignal in der gleichen Größenordnung sind.

Für die beiden Betriebsarten "Differenzbetrieb" und "Gleichtaktbetrieb" gelten folgende Definitionen:

Differenzbetrieb:

Differenzverstärkung

$$v_{Diff} = \left.\frac{u_a}{u_{Diff}}\right|_{u_{GL}=0} \qquad (55/1)$$

Wichtig sind vor allem die beiden Fälle $u_N = 0$ und $u_P = 0$. Dann ist laut Gl. (54/1) und (54/2) $|u_{Diff}| = 2|u_{Gl}|$, so daß nach obiger Erläuterung die mit vorhandene Gleichtaktansteuerung vernachlässigt werden kann.

Fall 1: Nichtinvertierender Verstärker, $u_N = 0$, $u_{Diff} = u_P$

$$v = v_{Diff} = \frac{u_a}{u_p} \quad \text{mit } v > 0 \qquad (55/2)$$

Fall 2: Invertierender Verstärker, $u_P = 0$, $u_{Diff} = -u_N$

$$v = -v_{Diff} = \frac{u_a}{u_N} \quad \text{mit } v < 0 \qquad (55/3)$$

Differenzeingangswiderstand

$$r_{Diff} = \frac{u_P}{i_P} \quad \text{für } u_N = 0$$

$$r_{Diff} = \frac{u_N}{i_N} \quad \text{für } u_P = 0 \qquad (55/4)$$

Gleichtaktbetrieb:

Gleichtaktverstärkung $$v_{Gl} = \left.\frac{u_a}{u_{Gl}}\right|_{u_{Diff}=0} \qquad (56/1)$$

Gleichtakt-unterdrückung $$G = \frac{v_{Diff}}{v_{Gl}} \qquad (56/2)$$

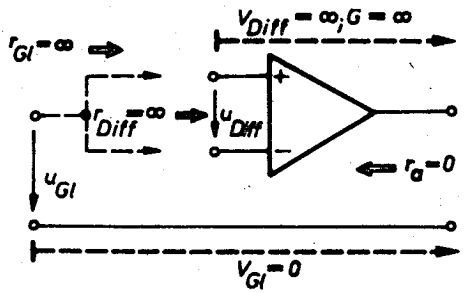
Gleichtakteingangswiderstand $$r_{Gl} = \frac{u_{Gl}}{i_{Gl}} \qquad (56/3)$$

Für den allgemeinen Fall der Überlagerung von Differenz- und Gleichtaktansteuerung gilt

$$u_a = v_{Diff}\, u_{Diff} + v_{Gl}\, u_{Gl} \,, \qquad (56/4)$$

$$u_a = v_{Diff}\,(u_{Diff} + u_{Gl}/G) \,. \qquad (56/5)$$

In Bild 56/1 sind die Eigenschaften des idealen OV dargestellt, zum Vergleich sind dazu typische Werte von realen OV angegeben.



	ideal	real
v_{Diff}	$=\infty$	$10^3 \ldots 10^6$
v_{GL}	$=0$	$10^{-1} \ldots 10^2$
G	$=\infty$	$10^3 \ldots 10^5$
r_{Diff}	$=\infty$	z.B. $10^5\,\Omega$
r_{Gl}	$=\infty$	z.B. 100 r_{Diff}
r_a	$=0$	$(10 \ldots 100)\,\Omega$

Bild 56/1 Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers

Scheinbar sind beträchtliche Unterschiede in den Parametern von idealen und realen Operationsverstärkern vorhanden. Praktisch spielen diese Unterschiede jedoch oft nur eine geringe Rolle und der reale OV kann in guter Näherung als ideal angesehen werden.

Dieser Sachverhalt wird künftig noch an Beispielen näher erläu - tert.

Der reale OV wird, wie in Bild 57/1 gezeigt, auf den idealen OV zurückgeführt, indem die zu berücksichtigenden Ein- und Ausgangs- widerstände extern hinzugefügt werden. Die endliche Differenz- verstärkung des realen OV ist mathematisch leicht zu berücksich- tigen.

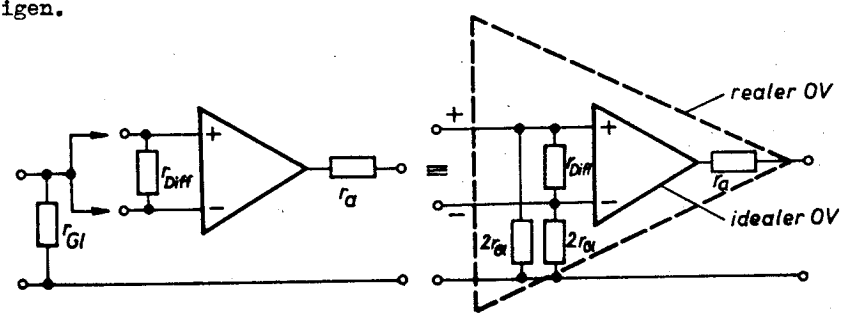


Bild 57/1 Realer Operationsverstärker

Bild 57/2 zeigt die Kleinsignal-Ersatzschaltung des realen OV, resultierend aus Gl. (56/4), gültig für $r_{Gl} \gg r_{Diff}$.

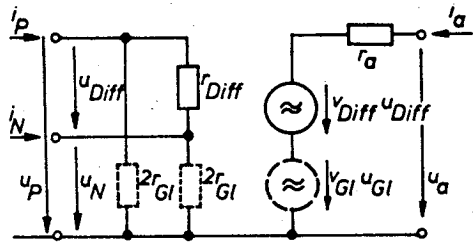


Bild 57/2
Kleinsignal- Ersatz- schaltung des realen OV

Die in Bild 57/2 eingezeichneten Schaltelemente "Gleichtakteingangswiderstand" und "Gleichtaktverstärkungs-Generator" können je nach Betriebsbedingungen oft auch unberücksichtigt bleiben. Mit der Ersatzschaltung nach Bild 57/2 können reale OV- Schal - tungen ohne Schwierigkeiten nach den in Abschnitt 2 behandelten Verfahren berechnet werden.

4.2. Einfache Verstärkerstufe als Operationsverstärker

Es soll nachgewiesen werden, daß auch eine einfache Verstärkerstufe als Operationsverstärker aufgefaßt werden kann. Das ist eine Voraussetzung für die Rückführung von Gegenkopplungsschleifen in Verstärkern auf die Standard-OV-Schaltungen nach Abschn.6. **Dabei werden gemäß Bild 58/1 sowohl Basis als auch Emitter eines Transistors als Eingänge angesehen.**

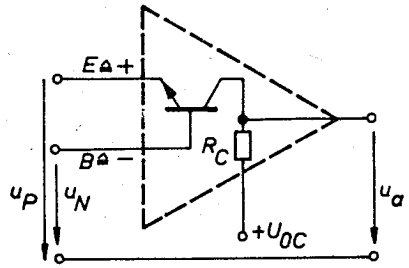


Bild 58/1
Verstärkerstufe mit Bipolartransistor als OV

Es gelten die Wirkungsketten für den

Basiseingang: $U_B\uparrow \rightarrow U_{BE}\uparrow \rightarrow I_B\uparrow \rightarrow I_C\uparrow \rightarrow U_a\downarrow$

Emittereingang: $U_E\uparrow \rightarrow U_{BE}\downarrow \rightarrow I_B\downarrow \rightarrow I_C\downarrow \rightarrow U_a\uparrow$

Also ist, wie in Bild 58/1 eingezeichnet, die Basis der invertierende und der Emitter der nichtinvertierende Eingang.

Es lassen sich 3 Betriebsfälle unterscheiden.

Fall 1: $u_N = u_B = 0 \Longrightarrow$ Ersatzschaltung nach Bild 58/2 = Basisschaltung

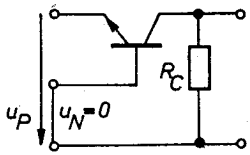


Bild 58/2
Verstärkerstufe als nicht invertierender Verstärker

$$v_{Diff} = v_{nicht\ inv.} = v_{BS} \approx \frac{b}{r_{BE}} \left(R_C \parallel r_{CE} \right) \qquad (59/1)$$

$$r_{Diff} = r_{e\ nicht\ inv.} = r_{eBS} = \frac{r_{BE}}{b} \left(1 + \frac{R_C}{r_{CE}} \right) \approx \frac{r_{BE}}{b} \qquad (59/2)$$

$$r_a = r_{a\ nicht\ inv.} = r_{aBS} = R_C \parallel r_{CE} \left(1 + \frac{bR_G}{R_G + r_{BE}} \right) \approx R_C \qquad (59/3)$$

A 59/1 : Welche bereits bekannte Schaltung ergibt sich, wenn der OV nach Bild 58/1 als invertierender Verstärker betrieben wird ?
[45] Geben Sie v_{Diff} , r_{Diff} und r_a an !

L 59/1 : **Fall 2:** $u_p = u_E = 0 \Rightarrow$ Ersatzschaltung nach Bild 59/1 = Emitterschaltung

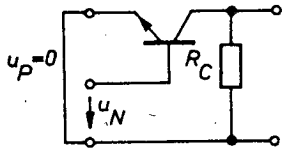


Bild 59/1
Verstärkerstufe als invertierender Verstärker

$$v_{Diff} = - v_{inv.} = - v_{ES} = \frac{b}{r_{BE}} \cdot \left(R_C \parallel r_{CE} \right) \qquad (59/4)$$

$$r_{Diff} = r_{e\ inv.} = r_{e\ ES} = r_{BE} \qquad (59/5)$$

$$r_a = r_{a\ inv.} = r_{a\ ES} = R_C \parallel r_{CE} \approx R_C \qquad (59/6)$$

Fall 3: $u_P = u_N = u_{Gl}$ Ersatzschaltung nach Bild 60/1

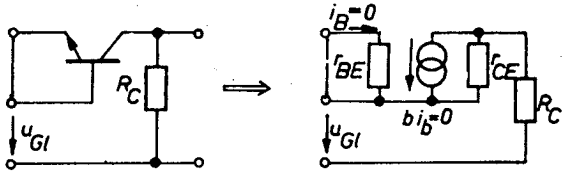


Bild 60/1 Bipolartransistor bei Gleichtaktbetrieb

$$v_{Gl} = \frac{u_a}{u_{Gl}} = \frac{R_C}{R_C + r_{CE}} \quad \text{(Spannungsteilerregel)} \qquad (60/1)$$

$$G = \frac{v_{Diff}}{v_{Gl}} = \frac{b\, r_{CE}}{r_{BE}} \gg 1 \qquad (60/2)$$

$$r_{Gl} = r_{CE} + R_C \approx r_{CE} \qquad (60/3)$$

$$r_a = R_C \,\|\, r_{CE} \approx R_C \qquad (60/4)$$

Daß sich für den nicht invertierenden Verstärker (Fall 1) und den invertierenden Verstärker (Fall 2) in sehr guter Näherung die gleiche Differenzverstärkung v_{Diff} ergibt und daß $G \gg 1$ gilt, zeigt, daß tatsächlich ein OV (oder zumindest ein Differenzverstärker) vorliegt.
Die Übereinstimmung ist zwar nicht vollkommen, da sich in den Fällen 1 und 2 unterschiedliche Eingangswiderstände ergeben. Das beeinträchtigt die Brauchbarkeit der gewonnenen Ergebnisse für zahlreiche schaltungstechnische Überlegungen jedoch nicht wesentlich.

Die für den Bipolartransistor durchgeführten Betrachtungen gelten analog auch für FET's und Röhren.

LITERATURVERZEICHNIS

/1/ Möschwitzer, A.; Lunze, K.
Halbleiterelektronik, Lehrbuch
VEB Verlag Technik Berlin, 1973

/2/ Виноградов, Д.В.
Основы электронной и полупроводниковой техники
Энергия, Москва 1972

/3/ Цикин, Г.С.
Усилительные устройства
Связь, Москва 1971

/4/ Herold, H.
Elektronische Verstärker in der Automatisierungstechnik
Reihe Automatisierungstechnik, Nr. 127 und Nr. 145
VEB Verlag Technik Berlin, 1972 bzw. 1973

/5/ Pabst, D.
Operationsverstärker
Reihe Automatisierungstechnik, Nr. 108
VEB Verlag Technik Berlin, 1973

/6/ Schubert, G.
Gleichspannungsverstärker
Reihe Automatisierungstechnik, Nr. 112
VEB Verlag Technik Berlin, 1971

/7/ Frühauf, H.
Lehrbriefe für das Fernstudium 9047
Elektronische Bauelemente und ihre Schaltungen
VEB Verlag Technik Berlin

/8/ Lange, F. H.
Signale und Systeme, Band II
VEB Verlag Technik Berlin, 1968

/9/ Trzeba, E.
Grundlagen der Schaltungstechnik
Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig, 1974